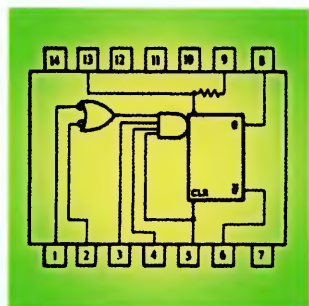


электроники

М. ДЖОНС

Электроника –
практический
курс



ТЕХНОСФЕРА



МИР электроники

М. ДЖОНС

Электроника – практический курс

Перевод с английского
Е.В. Воронова и А.Л. Ларина

Издание второе, исправленное

ТЕХНОСФЕРА

Москва

2006

Джонс М.Х.

Электроника — практический курс

Москва:

Техносфера, 2006. — 512с. ISBN 5-94836-086-5

В книге — переводе последнего, третьего, английского издания — рассмотрены принципы построения базовых схем современной электроники, широкого спектра как аналоговых, так и цифровых устройств. Это учебное пособие для студентов средних и высших учебных заведений радиотехнических и электронных специальностей наверняка будет полезно широкому кругу радиолюбителей.

При переводе сохранены обозначения и терминология, отличные от принятых в отечественной литературе, что может быть полезно читателям при дальнейшем изучении технической литературы стран Запада.

Для элементов, используемых в рассматриваемых примерах, указаны отечественные аналоги.

Перевод выполнен доцентами кафедры радиотехники МФТИ.

*A practical
introduction to
electronic circuits*

Third edition

MARTIN HARTLEY JONES

Managing Director, Engineering
Industrial Group
Smith Industries plc

 CAMBRIDGE
UNIVERSITY PRESS

© 1995, Cambridge University Press
© 1998, ЗАО "Предприятие Постмаркет",
перевод на русский язык
© 2006, ЗАО "РИЦ "Техносфера"
оригинал-макет, оформление

ISBN 5-94836-086-5

ISBN 0 521 47879 0 (англ.)

Содержание

Предисловие издательства Cambridge University Press	17
Предисловие к третьему изданию	18
Глава 1. УСИЛЕНИЕ И ТРАНЗИСТОРЫ	19
1.1. Усиление	19
1.2. Транзистор как усиливающее устройство	20
1.3. Введение в твердотельную электронику	23
1.3.1. Вступление	23
1.3.2. Полупроводники	23
1.3.3. Электроны и дырки	24
1.3.4. Проводимость полупроводника с примесями	26
1.3.5. Основные и неосновные носители	27
1.3.6. Компенсация	28
1.3.7. p - n -переход	28
1.3.8. Смещенный p - n -переход	29
1.3.9. Лавинный пробой	31
1.3.10. Емкость перехода и варикапы	32
1.4. Транзистор	32
1.4.1. Введение	32
1.4.2. Принцип действия транзистора	32
1.4.3. Эффекты второго порядка	34
1.4.4. Ток утечки между коллектором и базой	36
1.4.5. n - p - n - и p - n - p -транзисторы	36
1.4.6. Оптоэлектронные приборы	37
1.5. Тестирование транзисторов	38
1.6. Усилитель напряжения	39
1.6.1. Введение	39
1.6.2. Резистор нагрузки	39
1.6.3. Рабочая точка и смещение	39
1.6.4. Разделительные конденсаторы	41
1.6.5. Стабилизация рабочей точки	41
1.6.6. Стабилизированный усилитель напряжения	43
1.6.7. Измерение коэффициента усиления напряжения	45
1.7. Режим насыщения	45
Глава 2. ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР	48
2.1. Введение	48
2.2. Полевой транзистор с p - n -переходом	48
2.2.1. Конструкция	48
2.2.2. Принцип действия	49
2.3. МОП-транзистор	50
2.4. Проходные характеристики полевых транзисторов	53
2.5. Крутизна	54

2.6. Усилитель напряжения на полевом транзисторе	54
2.7. Практические применения МОП-транзисторов	56
2.7.1. Усилитель с большим входным сопротивлением	56
2.7.2. Схемы большой мощности	56
2.7.3. Меры предосторожности в отношении статического электричества	56
2.7.4. Интегральные микросхемы	57
Глава 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВАЯ ТРУБКА	58
3.1. Введение	58
3.2. Термоэлектронная эмиссия	58
3.3. Ламповый диод	58
3.4. Ламповый триод	60
3.5. Усовершенствование катода	62
3.6. Усилитель напряжения на триоде	63
3.7. Тетрод и пентод	64
3.8. Усилитель напряжения на пентоде	66
3.9. Переключающие схемы на лампах	66
3.10. Электронно-лучевая трубка	67
3.10.1. Конструкция и принцип действия	67
3.10.2. Люминофоры	69
Глава 4. ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ	71
4.1. Принципы обратной связи	71
4.2. Отрицательная обратная связь в электронике	72
4.3. Усилитель с обратной связью	73
4.4. Отрицательная обратная связь и частотная характеристика	75
4.5. Нелинейные искажения	76
4.5.1. Введение	76
4.5.2. Измерение искажений гармонического сигнала	77
4.5.3. Измерение искажений вследствие взаимной модуляции	78
4.5.4. Расчет эффективного значения сигналов, возникающих в результате искажений	78
4.5.5. Искажения и отрицательная обратная связь	79
4.6. Неустойчивость и отрицательная обратная связь	81
4.7. Обратная связь по току	82
4.8. Эксперименты с отрицательной обратной связью	83
Глава 5. СОГЛАСОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ	87
5.1. Введение	87
5.2. Входное сопротивление	87
5.3. Измерение входного сопротивления	88
5.4. Выходное сопротивление	89
5.5. Измерение выходного сопротивления	90
5.6. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи напряжения	92
5.7. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи мощности	93

5.8. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи тока	95
5.9. Согласование сопротивлений для минимизации шума усилителя	95
5.9.1. Отношение сигнал/шум	95
5.9.2. Тепловой шум	96
5.9.3. Шумы в транзисторах	96
5.9.4. Коэффициент шума	97
5.9.5. Коэффициент шума и биполярный транзистор	100
5.9.6. Практический малошумящий усилитель	101
5.9.7. Шумы в полевых транзисторах	102
5.10. Принцип изменения сопротивления	104
5.11. Изменение сопротивления с помощью трансформатора	104
5.12. Эмиттерный повторитель	107
5.12.1. Расчет схемы эмиттерного повторителя	107
5.12.2. Переменные сигналы в эмиттерном повторителе	109
5.12.3. Входное сопротивление эмиттерного повторителя	110
5.12.4. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя	111
5.12.5. Схема Дарлингтона	112
5.12.6. Улучшенная стабильность по постоянному току	113
5.12.7. Подача сигнала в длинные линии	115
5.13. Истоковый повторитель	115
5.13.1. Расчет схемы	115
5.13.2. Входное и выходное сопротивления истокового повторителя	117
5.13.3. Улучшенная рабочая точка для истокового повторителя	118
5.14. Усиление напряжения и мощности	119
5.15. Отрицательная обратная связь и выходное сопротивление	120
5.16. Отрицательная обратная связь и входное сопротивление	121
5.17. Мощный выходной каскад на эмиттерных повторителях	122
5.17.1. Ток нагрузки и ток покоя	122
5.17.2. Двухтактный усилитель: режим <i>B</i> и режим <i>AB</i>	123
5.17.3. Типичный усилитель мощности звукового диапазона	128
5.17.4. Мощные полевые транзисторы	130
5.17.5. Мощные усилители в интегральном исполнении	130
Глава 6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ	131
6.1. Введение	131
6.2. Характеристики <i>p-n</i> -перехода	131
6.3. Входное сопротивление и крутизна биполярного транзистора	133
6.4. Выходные характеристики	136
6.5. Коллекторные характеристики	137
6.5.1. Способ измерения и результаты	137
6.5.2. Линия нагрузки и насыщения	140
6.5.3. Предельные значения	141
6.6. Стоковые характеристики полевого транзистора	143
6.7. Полевой транзистор как управляемый напряжением резистор	145
6.8. Эквивалентная схема и коэффициент усиления для схемы с общим эмиттером	146
6.9. Эквивалентная схема и коэффициент усиления усилителя на полевом транзисторе с общим истоком	149
6.10. Изменение крутизны полевого транзистора	150

Глава 7. УСИЛЕНИЕ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ	152
7.1. Представление о высоких частотах	152
7.2. Высокие частоты и биполярный транзистор	153
7.2.1. Емкость база—эмиттер	153
7.2.2. Частота единичного усиления	154
7.2.3. Зависимость частоты единичного усиления от коллекторного тока	155
7.3. Свойства транзисторной схемы на высоких частотах	156
7.3.1. Усилители напряжения и эффект Миллера	156
7.3.2. Схема с общим эмиттером на высоких частотах	158
7.3.3. Высокие частоты и эмиттерный повторитель	161
7.4. Полевые транзисторы на высоких частотах	161
7.5. Специальные схемы для высоких частот	163
7.5.1. Вступление	163
7.5.2. Схема с общей базой	164
7.5.3. Схема с общим затвором	166
7.5.4. Каскодная схема	167
7.5.5. МОП-транзистор с двумя затворами	169
7.6. Широкополосные высокочастотные усилители	170
7.7. Амплитудная и фазовая частотные характеристики фильтра нижних частот	172
Глава 8. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ СИГНАЛЫ, ПОСТОЯННЫЙ ТОК И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ	178
8.1. Введение	178
8.2. Ослабление на низких частотах	179
8.3. Особенности усилителей постоянного тока	181
8.3.1. Схема усилителя	181
8.3.2. Входной ток смещения	184
8.3.3. Дрейф	184
8.4. Дифференциальный усилитель	185
8.4.1. Основная схема	185
8.4.2. Коэффициент усиления напряжения	186
8.4.3. Подавление синфазного сигнала и уменьшение дрейфа	190
8.4.4. Симметричный выход	193
8.4.5. Усилитель, управляемый напряжением	194
8.5. Усилители в интегральном исполнении	195
8.6. Электронный термометр	196
8.7. Подавление помех с помощью дифференциального усилителя	197
8.8. Простой физиологический усилитель	199
8.9. Усилители постоянного тока с преобразованием	200
Глава 9. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И УПРАВЛЕНИЕ МОЩНОСТЬЮ	203
9.1. Источники питания	203
9.2. Выпрямление переменного напряжения	204
9.3. Сглаживание пульсаций	207
9.3.1. Вступление	207
9.3.2. Пульсации	208
9.4. Нагрузочная способность	209

9.5. Параметры диода и конденсатора	210
9.6. Схемы умножения напряжения	211
9.7. Схемы фильтров	213
9.8. Развязка	214
9.9. Регулируемые источники питания	215
9.9.1. Потенциометр	215
9.9.2. Эмиттерный повторитель в схемах источников питания	216
9.10. Стабилизаторы напряжения	218
9.10.1. Вступление	218
9.10.2. Базовая схема стабилизатора со стабилитроном	218
9.10.3. Коэффициент стабилизации	219
9.10.4. Недостатки простой схемы со стабилитроном	220
9.10.5. Случай больших токов нагрузки	224
9.10.6. Улучшение стабилизации с помощью усилителя рассогласования	226
9.10.7. Стабилизаторы и уменьшение пульсаций	227
9.10.8. Стабилитрон как прецизионный источник опорного напряжения	228
9.10.9. Использование напряжения запрещенной зоны в качестве эталона	229
9.10.10. Защита от короткого замыкания	230
9.10.11. Стабилизаторы в интегральном исполнении	231
9.11. Охлаждение транзистора	235
9.11.1. Теплоотводы	235
9.11.2. Электрическая изоляция	235
9.11.3. Тепловое сопротивление	236
9.12. Импульсные источники питания	237
9.12.1. Преобразование постоянного напряжения в постоянное	237
9.12.2. Импульсные источники с непосредственным питанием от сети	239
9.13. Управление мощностью с помощью тириستоров, транзисторов и симисторов	240
9.13.1. Общие сведения о тиристоре	240
9.13.2. Конструкция и принцип действия тиристора	240
9.13.3. Управление мощностью с помощью транзистора	243
9.13.4. Симистор и его применения	244
Глава 10. ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ И ПОСТОЯННЫЕ ВРЕМЕНИ	249
10.1. Введение	249
10.2. Формирование сигналов прямоугольной формы	249
10.3. Фурье-анализ	251
10.4. Заряд, разряд и постоянные времени	251
10.5. Звон	256
10.6. Постоянные времени и транзисторы	257
10.7. Развязывающие конденсаторы в импульсных схемах	258
10.8. Фиксирующий диод	260
10.9. Постоянная времени цепи с развязывающим конденсатором	261
10.10. Дифференцирование и интегрирование	262
10.11. Электронные вычисления	267
10.12. Измеритель частоты следования импульсов с накачкой заряда	268
10.13. Ограничение импульсов	269

Глава 11. «СТРОИТЕЛЬНЫЕ БЛОКИ» АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ	271
11.1. Введение	271
11.2. Операционный усилитель	272
11.2.1. Упрощающие предположения	272
11.2.2. Начальный входной ток и напряжение смещения	274
11.2.3. Схема балансировки	276
11.3. Практические детали	277
11.4. Неинвертирующий усилитель	278
11.4.1. Простейший усилитель постоянного тока	278
11.4.2. Использование разделительных конденсаторов	279
11.4.3. Усилитель переменного напряжения с питанием от одного источника	280
11.5. Инвертирующий усилитель	282
11.5.1. Введение	282
11.5.2. Мнимая земля	283
11.5.3. Усиление переменного сигнала инвертирующим усилителем	284
11.6. Дифференциальный усилитель с обратной связью	284
11.7. Сумматор на основе ОУ	285
11.8. Интегратор на основе ОУ	287
11.8.1. Основная схема	287
11.8.2. Смещение в интеграторе	289
11.8.3. Точность и время интегрирования	290
11.8.4. Генератор линейно изменяющегося напряжения	291
11.8.5. Электрометрический усилитель	293
11.9. Дифференциатор на основе ОУ	295
11.10. Преобразователь тока в напряжение	296
11.11. Частотные характеристики схем на основе ОУ	297
11.12. Время установления и максимальная скорость нарастания	299
11.13. Источники питания	301
11.13.1. Напряжение питания и нагрузочная способность	301
11.13.2. Стабильность питания и требования к пульсациям	302
11.14. Активные фильтры	302
11.14.1. Вступление	302
11.14.2. Фильтры нижних частот	303
11.14.3. Фильтры верхних частот	311
11.14.4. Полосовые фильтры	312
11.14.5. Регулировка тембра	315
11.15. Логарифмические усилители	317
11.16. Прецизионные выпрямители	321
11.17. Дифференциальный компаратор	322
11.17.1. Введение	322
11.17.2. Гистерезис при положительной обратной связи	324
11.18. Справочные данные об ОУ	326
11.19. Аналоговый умножитель	326
11.20. Аналоговый делитель	329
11.21. Аналоговое моделирование	331
11.21.1. Введение	331
11.21.2. Резонансная система с затуханием	331

11.22. Фильтр с варьируемой характеристикой	333
11.23. Фильтр с переключаемыми конденсаторами	334
Глава 12. СХЕМЫ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ГЕНЕРАТОРЫ	336
12.1. Положительная обратная связь	336
12.2. Генераторы синусоидальных колебаний	336
12.2.1. Генератор с фазовращателем	336
12.2.2. Генератор с мостом Вина	339
12.2.3. Генератор квадратурного сигнала	342
12.2.4. Генератор с LC -контуром	344
12.3. Кварцевые генераторы	345
12.4. Триггер (бистабильный мультивибратор)	346
12.5. Самовозбуждающийся мультивибратор	347
12.6. Ждущий мультивибратор	351
12.7. Двоичный счетчик	352
12.8. Триггер Шмитта	353
12.9. Генератор, управляемый напряжением	354
12.10. Фазовая автоподстройка частоты	355
12.10.1. Основной принцип	355
12.10.2. Фазовый компаратор	356
12.10.3. Практическая схема фазовой автоподстройки частоты	357
Глава 13. ЦИФРОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ	359
13.1. Цифровой мир	359
13.2. Логические функции и логические схемы	359
13.3. Электронные логические элементы	361
13.4. Свойства логических схем со стороны входа и выхода	364
13.5. Классификация схем	365
13.6. Таблицы истинности	365
13.7. Простые комбинации логических элементов	366
13.8. Сложение двоичных чисел	367
13.9. Интегральные логические схемы	369
13.9.1. Введение	369
13.9.2. Схемы ТТЛ	370
13.9.3. КМОП-схемы	372
13.10. Последовательностные логические схемы: триггеры и память	374
13.10.1. Простейшие триггеры	375
13.10.2. Синхронный RS -триггер	378
13.10.3. D -триггер	379
13.10.4. JK -триггер	379
13.10.5. Двухконтактный триггер и триггер с динамическим входом	380
13.11. Регистры	383
13.11.1. Регистры для хранения данных	383
13.11.2. Регистр сдвига	383
13.12. Двоичный счет	386
13.12.1. Введение	386
13.12.2. Входы сброса и модуль счета	388

13.12.3. Двоично-десятичный счетчик	389
13.12.4. Последовательное соединение двоично-десятичных счетчиков	391
13.12.5. Синхронные счетчики	392
13.13. Дешифраторы и индикаторы	393
13.13.1. Прямое дешифрование — десятичное и шестнадцатиричное	393
13.13.2. Семисегментные индикаторы и дешифраторы	396
13.13.3. Микросхема 74LS75 — триггер-защелка	398
13.13.4. Мультиплексированные индикаторы	399
13.14. Интегральный триггер Шмитта 7413	400
13.15. Ждущие мультивибраторы и таймеры	402
13.15.1. Вступление	402
13.15.2. Интегральная схема ждущего мультивибратора 74121	402
13.15.3. Интегральный таймер 555	405
13.16. Мультиплексоры данных	409
13.17. Соединение логических схем	411
13.17.1. Общие предостережения	411
13.17.2. Подключение логических схем и их эксплуатация	412
13.17.3. Источники питания	413
13.18. Эмиттерно-связанная логика	414
13.19. Логические матрицы	415
13.20. Программируемые логические устройства	416
13.21. Переключение аналоговых сигналов с помощью КМОП-схем	416
Глава 14. МИКРОЭВМ И ИХ ПРИМЕНЕНИЯ	419
14.1. Что делает компьютер?	419
14.2. Электронная арифметика	419
14.2.1. Сложение	419
14.2.2. Вычитание	421
14.2.3. Двоичное умножение и деление	424
14.3. Биты, байты и полубайты	426
14.4. Шина данных	426
14.5. Запоминающие устройства	431
14.5.1. Магнитные и оптические устройства для хранения данных	431
14.5.2. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ)	431
14.5.3. ROM, EPROM и E ² PROM	434
14.6. МикроЭВМ	435
14.7. Программные средства	438
14.7.1. Последовательность команд	438
14.7.2. Машинный код	438
14.7.3. Запуск программы	440
14.7.4. Непосредственный ввод в машинном коде и запуск	441
14.7.5. Язык ассемблера	442
14.7.6. Языки высокого уровня	445
14.8. Ввод в микроЭВМ и вывод из нее	446
14.8.1. Дешифрование адреса	446
14.8.2. Порт вывода	449
14.8.3. Порт ввода	451
14.8.4. Практические схемы портов для персональных компьютеров	451
14.9. Эксперименты с вводом/выводом на микроЭВМ Асоgn	452

14.10. Изучение процессора	454
14.11. Как отвлечь процессор от выполняемой программы?	457
14.11.1. Прерывания	457
14.11.2. Прямой доступ в память	462
14.12. Цифровая обработка сигналов	462
14.13. Цифровые фильтры	464
14.14. Цифроаналоговое преобразование	465
14.15. Аналого-цифровое преобразование	467
14.15.1. Основные схемы аналого-цифрового преобразования	467
14.15.2. Схема выборки и хранения	468
14.15.3. Шум квантования и дрожание	469
14.15.4. Частота выборок	470
14.15.5. Дельта-сигма преобразование данных (избыточная дискретизация)	472
Приложение 1. МАРКИРОВКА КОМПОНЕНТОВ	478
Приложение 2. ВЫБОР ТРАНЗИСТОРА	482
Приложение 3. ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	484
Приложение 4. ЦОКОЛЕВКА ЦИФРОВЫХ ИС	486
Приложение 5. СОПРЯЖЕНИЕ С ПЕРСОНАЛЬНЫМ КОМПЬЮТЕРОМ СЕМЕЙСТВА IBM	492
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	498
ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ	500

Предисловие издательства Cambridge University Press

Эта книга содержит рассказ об электронике, опирающийся на практику, и доступна любому читателю, который хотя бы немного знаком с электрическими цепями. Мартин Хартли Джонс рассматривает предмет во всей полноте: начиная с таких основных понятий, как усиление, он переходит затем к приложениям аналоговых и цифровых интегральных микросхем и заканчивает ясным описанием микроЭВМ. Каждая тема сопровождается эффектными иллюстрациями в виде живых экспериментов, а изложение построено так, чтобы математика не заслоняла принципы электроники, так что книга повсюду читается легко.

У автора богатый опыт обучения студентов и работы в промышленности, что нашло свое отражение в манере подачи материала. Автор убежден, что эффективное изучение электроники должно опираться на практический опыт собирания схем и экспериментирования с ними. С этой точки зрения приводимые в книге схемы содержат всю необходимую информацию, включая значения параметров, чтобы читатель имел возможность учиться, приобретая практический опыт. Компьютерные эксперименты рассчитаны, в частности, на использование персональных компьютеров семейства IBM.

Книга представляет собой идеальный учебник для начального изучения электроники студентами, специализирующимися в этой области. Но она будет полезна также и тем из учащихся, для кого электроника является вспомогательной дисциплиной: будущим физикам, инженерам, химикам, биологам и врачам. И конечно, это — настольная книга для радиолюбителей.

Сегодня выходит третье издание этой весьма удачной книги, в котором сохранены стиль и логика изложения предыдущих изданий. В тех местах, где речь шла о компонентах, вышедших в настоящее время из употребления, произведено необходимое обновление. С развитием электроники меняется относительная важность отдельных вопросов. Среди многого, что было добавлено, можно привести в качестве примера новые разделы, посвященные источникам питания, работающим в ключевом режиме, схеме фазовой автоподстройки частоты и аналого-цифровому преобразованию. Повсеместно распространенные ныне персональные компьютеры представлены в ряде экспериментов по их практическому сопряжению с внешними устройствами. Книга в целом проникнута духом электроники 90-х годов.

Предисловие к третьему изданию

Сегодня с большим удовлетворением можно констатировать популярность первого и второго изданий этой книги. В нынешнем, третьем издании тот же, что и ранее, практический подход применен для того, чтобы обновить содержание книги и привести его в соответствие с тем волнующим зрелищем, какое представляет собой современная электроника, сохранив, однако, прежний стиль изложения в целом.

В 1977 году, когда вышло в свет первое издание, еще не было и в помине CD-плееров, сотовых телефонов и факсов, ставших символами достижений современной электроники, и это служит свидетельством стремительного развития в данной области. Во втором издании, в 1985 году, уже было отдано должное расцвету микрокомпьютерной индустрии, хотя некоторые из домашних компьютеров, популярных в то время, теперь исчезли без следа.

Сегодня, 10 лет спустя, мы являемся свидетелями замечательного прогресса в сфере компьютерных технологий, в частности в отношении быстродействия компьютеров, объемов памяти и степени интеграции. Стало нормой применение компонентов с планарными выводами, и во все большем числе случаев запись и обработка сигналов выполняются теперь цифровыми методами. К счастью для студентов и экспериментаторов, основные компоненты и узлы электронных схем, о которых идет речь в этой книге, продолжают и ныне играть ключевую роль точно так же, как это было всегда. Все еще продолжается широкий выпуск промышленностью компонентов с проволочными выводами, которые более всего пригодны для экспериментов; излюбленный транзистор BC107 (аналог KT3102. — *Примеч. перев.*), по-прежнему остается самым распространенным. Там, где применялись компоненты, вышедшие в настоящее время из употребления, произведено необходимое обновление.

В ряде случаев развитие техники изменило относительную важность отдельных вопросов и тем. Например, импульсные источники питания заслуживают теперь более подробного рассмотрения, и то же самое относится ко всей теме аналого-цифрового преобразования. Некоторые другие вопросы, переставшие играть сколько-нибудь существенную роль, спокойно могут быть опущены. На передний план выведены вездесущие персональные компьютеры, в частности при обсуждении типичных примеров практического их сопряжения с внешними устройствами, а также в примерах программирования, ориентированных на популярные в сфере образования компьютеры Acorn.

Спасибо моим коллегам по Kelvin Hughes за их советы и помощь, Майрин Браун за выполненный ею набор текста и моей жене Сильвии за постоянную помощь в качестве секретаря и моральную поддержку. Я также признателен моим сыновьям Крису и Тиму за полезные предложения по обновлению материала.

Мартин Хартли Джонс
Июль, 1994

ГЛАВА 1

УСИЛЕНИЕ И ТРАНЗИСТОРЫ

1.1. Усиление

Одну из наиболее важных операций в электронике можно выразить одним словом: *усиление*. Усиление является процессом, при котором мощность сигнала увеличивается. Простым механическим примером усиления является система управления автомобилем: благодаря гидравлике малые усилия, прикладываемые водителем к рулевому колесу, преобразуются в значительно большие усилия, прикладываемые к передним колесам автомобиля. Здесь присутствует основной признак усиления: малый входной сигнал используется для управления более мощным выходным сигналом. Дополнительная мощность берется от некоторого внешнего источника энергии. В нашем примере таким источником является двигатель автомобиля.

Первым примером усиления электрических сигналов является использование Сэмюэлом Морзе электромагнитного реле, изобретенного Джозефом Генри в 1835 году, для усиления слабых телеграфных сигналов. Именно реле сделало возможным открытие первой междугородной телеграфной

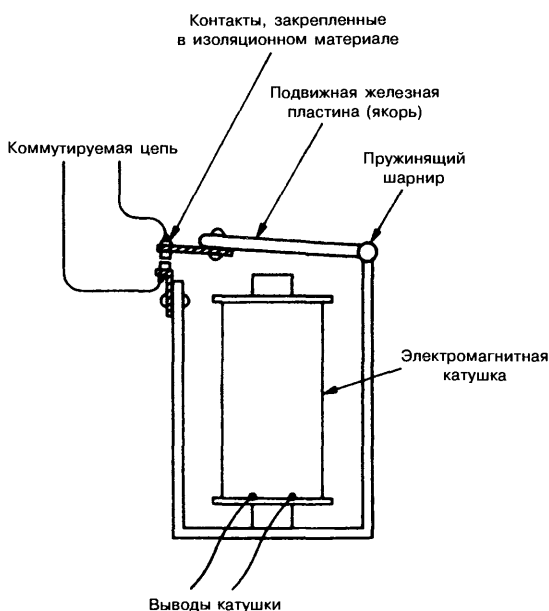


Рис. 1.1. Электромагнитное реле — пример электрического усилителя.

линии от Балтимора до Вашингтона в 1844 году. Как видно из рис. 1.1, слабый входной сигнал используется для управления электромагнитом, который притягивает якорь и замыкает электрические контакты; эти контакты включают мощный выходной сигнал, который передается на следующий участок линии. Точки и тире мощного выходного сигнала, таким образом, точно повторяют слабый входной сигнал. Реле до сих пор широко используются в силовых (мощных) переключающих системах, но, как правило, вытесняются электронными устройствами.

Электронные усиливающие устройства обычно называются *активными* компонентами в отличие от неусиливающих элементов цепи, таких как резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности, которые объединяются общим названием *пассивные* компоненты.

Самым распространенным примером усиления с применением электроники является обычный радиоприемник, где сигнал, принимаемый антенной, очень слаб (обычно менее 1 мкВт), но к громкоговорителю подводится мощность в несколько ватт. Дополнительная мощность берется от батареи или выпрямителя переменного напряжения.

1.2. Транзистор как усиливающее устройство

Биполярный плоскостной транзистор, больше известный как просто транзистор, является наиболее распространенным активным устройством в электронике. До обсуждения того, как работает транзистор, полезно посмотреть, что он может делать. Для этой цели мы будем считать транзистор «черным ящиком», условное обозначение которого показано на рис. 1.2.

Транзистор является усиливающим устройством, управляемым током: если небольшой ток втекает в базу, то это приводит к появлению гораздо большего тока коллектора. Название *транзистор* происходит от слов *transfer* (перенос) и *resistor* (сопротивление): малый базовый ток преобразуется в значительно больший коллекторный ток.

Несколько простых примеров продемонстрируют большое усиление тока в транзисторе. Очевидно, что в простой цепи, приведенной на рис. 1.3, а, лампа будет светить, когда два свободных провода (пронумерованные 1 и 2) соединены вместе. С другой стороны, очевидно, что если вы попытаетесь замкнуть цепь через свое тело, держа по одному проводу в каждой руке, то протекающий ток будет недостаточным, чтобы лампа светилась. Реально сопротивление тела ограничивает ток величиной менее 1 мА, в то время как для полного свечения лампы необходимо 40 мА.

Теперь посмотрим на схему, представленную на рис. 1.3, б, где лампа включена в коллекторную цепь транзистора. Возьмите снова свободные провода в руки; на этот раз небольшой ток течет через сопротивление вашего тела от батареи в базу транзистора. Транзистор действует как усилитель тока, и лампа будет светиться, хотя и тускло. Увлажнение кожи уменьшает ее сопротивле-

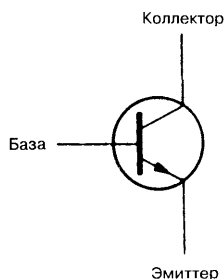


Рис. 1.2. Условное обозначение биполярного транзистора *p-n*-типа.

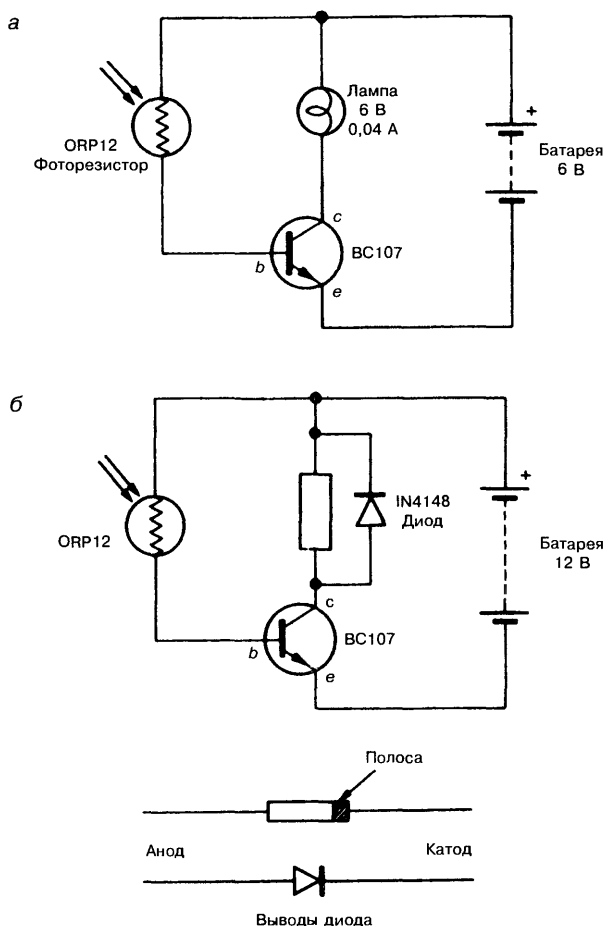


Рис. 1.4. а — лампа, управляемая светом; б — реле, управляемое светом.

лельно катушке реле, служит для ограничения выброса напряжения, возникающего в катушке индуктивности при выключении тока. Параллельно соленоиду, которым управляет транзистор, всегда должен быть подключен диод, иначе бросок напряжения может вызвать пробой транзистора.

На рис. 1.5 показан способ еще большего увеличения коэффициента усиления тока.

У схемы из двух транзисторов, известной как *схема Дарлингтона*, коэффициент усиления тока равен произведению коэффициентов усиления тока этих транзисторов. Это связано с тем, что ток базы транзистора T_2 равен эмиттерному току транзистора T_1 . Если взяться руками за контакты 1 и 2, то лампа будет светить ярко: эта схема намного чувствительнее, чем приведенная на рис. 1.4, а. Большое усиление тока означает, что в качестве датчиков света можно использовать фотодиод и фототранзистор, если подключить их так, как показано на рис. 1.5, б.

Коэффициент усиления тока транзистора обычно обозначают символом h_{FE} , и его величина может принимать значения от 10 до 1000 в зависимости от типа транзистора. Коэффициент усиления тока транзистора BC107

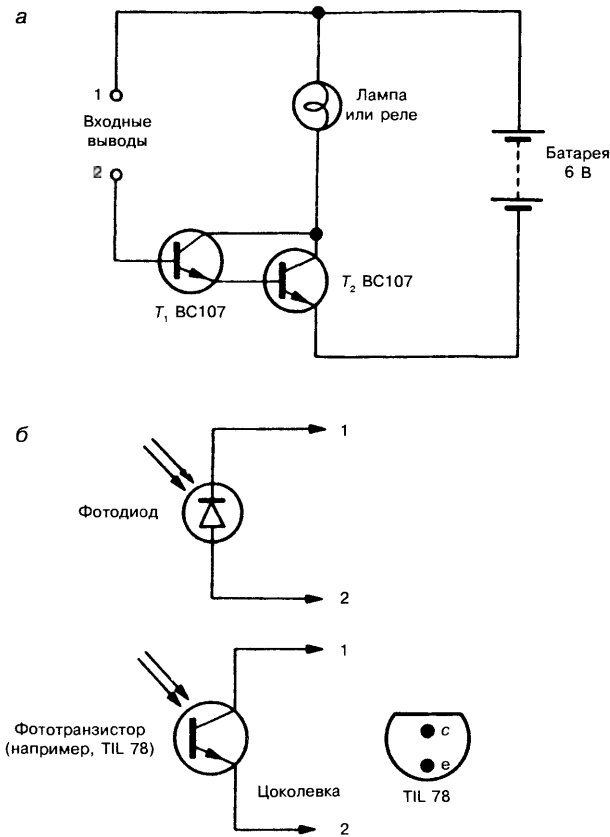


Рис. 1.5. *a* — схема Дарлингтона увеличивает коэффициент усиления тока; *б* — подключение фотодиода и фототранзистора к схеме Дарлингтона.

обычно лежит в диапазоне от 100 до 400, причем этот параметр не задается точно производителем. Для схемы Дарлингтона

$$h_{FE\text{total}} = h_{FE1} \times h_{FE2}.$$

1.3. Введение в твердотельную электронику

1.3.1. Вступление

Транзистор изготавливается из полупроводникового материала двух различных типов. Для понимания работы транзистора необходимо рассмотреть некоторые свойства этого необычного класса материалов, называемых полупроводниками.

1.3.2. Полупроводники

По своим электрическим свойствам твердые вещества можно разделить на три класса: проводники, изоляторы и полупроводники. Класс, в который попадает тот или иной материал, зависит от поведения электронов на внеш-

ней орбите атома. В случае изолятора, такого как полиэтилен, эти *валентные* электроны прочно связаны с ядром, и лишь немногие из них способны порвать связь со своими атомами и участвовать в движении, образующем электрический ток. В проводнике, таком как медь, очень много свободных электронов при любой температуре выше абсолютного нуля, поскольку валентные электроны совсем слабо связаны со своими атомами и свободно дрейфуют.

Полупроводники являются необычными материалами. Полупроводником, чаще все применяемым в транзисторах, является кремний, хотя используется и германий. Оба эти элемента — четырехвалентные, то есть на внешней орбите их атомов находятся по четыре электрона. Кристаллы кремния и германия имеют очень ясную и стройную структуру, благодаря которой атомы удерживаются вместе в устойчивом образовании; говорят, что устойчивость обеспечивается ковалентной связью. Известно, что при наличии у атома восьми валентных электронов вещество оказывается очень стабильным (инертные газы находятся в таком состоянии). Соседние атомы в кристалле кремния или германия принимают совместное участие в таком образовании, в результате чего каждое ядро имеет «половинную долю» в восьми валентных электронах вместо индивидуального владения четырьмя валентными электронами, которыми обладал бы изолированный атом. Такая структура из атомов кремния схематически показана на рис. 1.6, *а*; каждая из указанных на рисунке связей между атомами представляет собой совместно используемый валентный электрон. Здесь интересно отметить, что чрезвычайная твердость алмаза связана с тем, что четырехвалентные атомы углерода имеют такую же организацию ковалентных связей в кристалле. Алмаз действительно считается полупроводником, но прочность ковалентных связей, которая и обеспечивает его физическую твердость, приводит фактически к очень слабой электропроводности. Какое счастье, что для транзисторов мы имеем намного лучшие и значительно более дешевые альтернативные материалы!

1.3.3. Электроны и дырки

Идеальная решетка из атомов кремния, показанная на рис. 1.6, *а*, существует только при температурах вблизи абсолютного нуля. При комнатной температуре вследствие тепловых колебаний атомов происходит разрыв некоторых связей; электроны отрываются от атомов и свободно блуждают по кристаллу. Там, где электрон становится свободным, он оставляет после себя дырку или отсутствие отрицательного заряда, которое также может казаться перемещающимся, если разорванная связь заполняется электроном из соседнего атома. На рис. 1.6, *б* представлен участок кристаллической решетки кремния при комнатной температуре со свободным электроном и получившейся дыркой.

Наличие свободных электронов делает кремний проводником электричества, хотя и очень плохим. Если, например, подключить образец из кремния к батарее, то приложенное поле будет увлекать свободные электроны по направлению к положительному выводу. При этом дополнительные свободные электроны появляются на отрицательном выводе и могут передви-

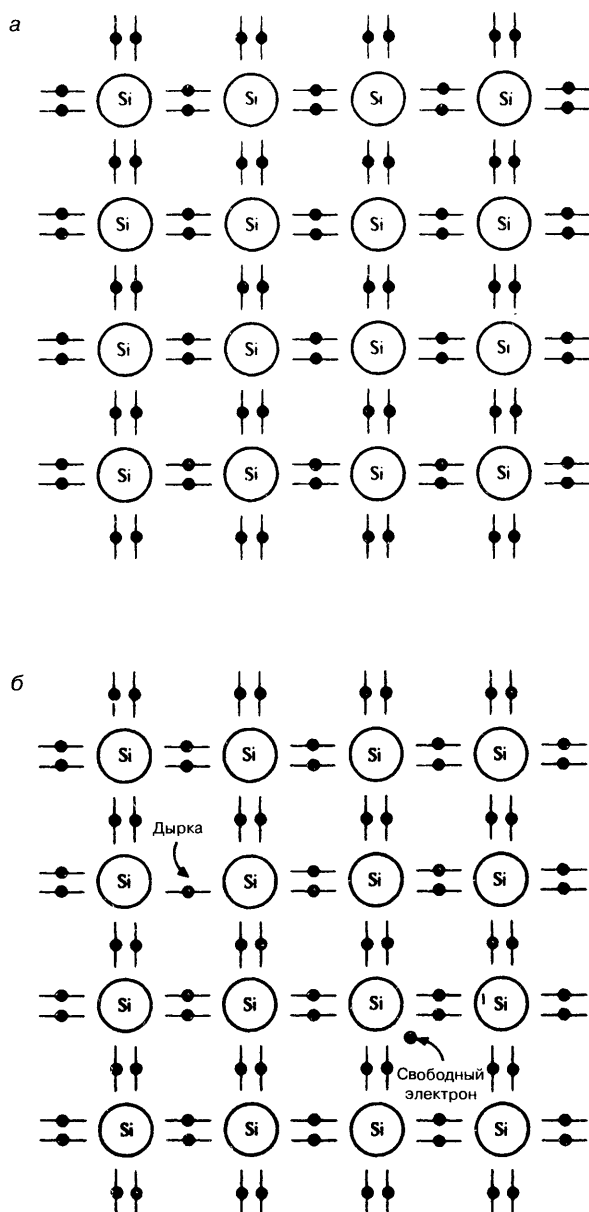


Рис. 1.6. *a* — изображение ковалентных связей электрона в атомах кристалла кремния; *б* — та же решетка кристалла, что и на рис. *a*, но со свободным электроном и дыркой, образованными тепловым возмущением.

гаться по полупроводнику, перескакивая от дырки к дырке. Так устанавливается электрический ток. Если температура полупроводника увеличивается, то разрывается большее число связей, появляется больше электронов и дырок, и проводимость растет. Интересно отметить, что этот температурный эффект прямо противоположен эффекту, наблюдаемому в металлах: даже при низких температурах в проводнике имеется такое облако свобод-

ных электронов, что фактором, ограничивающим проводимость, является уже не отсутствие свободных электронов, а их способность двигаться между атомами металла. При увеличении температуры проводника амплитуда колебаний атомов увеличивается, и они в большей степени препятствуют движению свободных электронов. Таким образом, с ростом температуры сопротивление проводника увеличивается, тогда как у полупроводника оно падает. Очень слабая проводимость, которой обладает чистый полупроводник, называется *собственной* проводимостью.

1.3.4. Проводимость полупроводника с примесями

Добавление примесей в полупроводник приводит к интересным результатам. Атомы некоторых примесей способны внедряться в кристаллическую решетку, не внося в нее чрезмерной деформации, и в случае, когда валентность этих атомов отличается от собственной валентности полупроводника, проводимость кристалла значительно возрастает. На рис. 1.7 показан результат введения пятивалентных атомов фосфора в кристалл кремния. Четыре из пяти валентных электронов связаны с соседними атомами кремния, а оставшийся электрон настолько слабо связан, что становится свободным и может передвигаться по кристаллу, увеличивая его проводимость. Введение примесей в полупроводник называют *легированием*, а появляющаяся при этом проводимость называется *примесной* проводимостью. Пятивалентные примеси, такие как фосфор, называются *донорными*, так как они добавляют свободные электроны в кристалл. Поскольку примесная проводимость в данном случае обусловлена свободными *отрицательными* зарядами (электронами), этот тип легированных полупроводников называют полупроводниками *n*-типа.

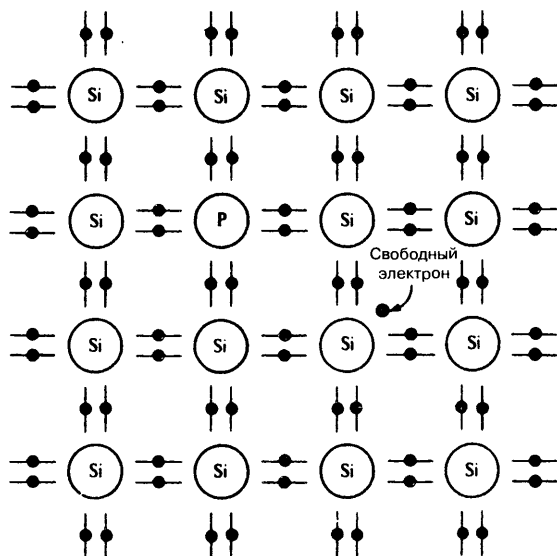


Рис. 1.7. Кристаллическая решетка кремния с примесным атомом фосфора. Здесь имеется свободный электрон, способствующий проводимости (полупроводник *n*-типа).

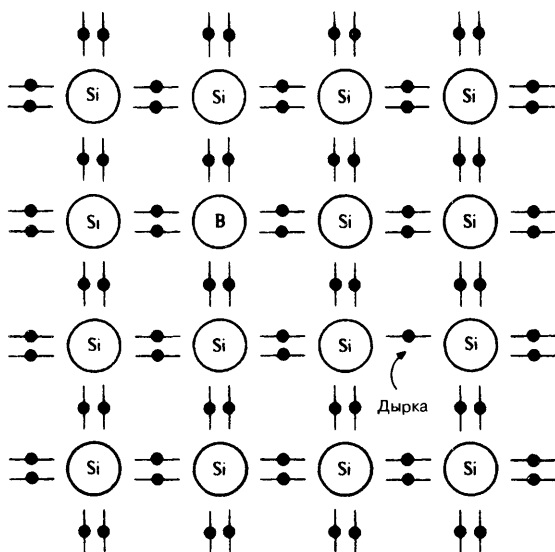


Рис. 1.8. Кристаллическая решетка кремния с примесным атомом бора. Здесь имеется свободная дырка, способствующая проводимости (полупроводник *p*-типа).

На рис. 1.8 показан эффект от введения в кремний трехвалентных атомов бора. Несмотря на то что атом бора имеет только три валентных электрона, он принимает дополнительный электрон от одного из соседних атомов кремния для заполнения его ковалентных связей. Это приводит к образованию в решетке *дырки* или отсутствию электрона, и такая дырка может перемещаться, участвуя, таким образом, в обеспечении проводимости. На самом деле, конечно, при этом происходят перескоки валентных электронов, но результат заключается в том, что дырка переходит от атома к атому. Трехвалентные примеси, подобные бору, называют *акцепторными*, поскольку они, будучи введены в кристалл, способны принимать электроны. Так как теперь проводимость обусловлена *положительными* дырками, этот легированный полупроводник носит название полупроводника *p*-типа.

Важно понимать, что образец полупроводника как *p*-типа, так и *n*-типа сам по себе не обладает *в целом* электрическим зарядом. В любом случае общее число электронов уравнивается таким же числом протонов в ядрах атомов. Обозначения *p*- и *n*- относятся только к типу зарядов, ответственных за проводимость внутри кристалла.

1.3.5. Основные и неосновные носители

Несмотря на то что наличие примеси в легированных полупроводниках является основной причиной проводимости, все же остается и собственная проводимость чистого полупроводника, вызванная нарушением ковалентных связей из-за тепловых колебаний. Таким образом, в материале *n*-типа кроме свободных электронов, обусловленных донорной примесью, имеется небольшое количество дырок, образовавшихся в результате тепловой генерации пар электрон—дырка. Аналогично в материале *p*-типа имеется немного электронов теплового происхождения. Носители зарядов, намеренно

введенные путем легирования, называют основными носителями, тогда как носители зарядов (противоположного знака. — *Примеч. перев.*), возникающие в результате тепловых колебаний, называются неосновными.

1.3.6. Компенсация

Существует возможность преобразовать материал n -типа в материал p -типа и наоборот просто путем добавления соответствующей примеси в количестве, превышающем количество первоначальной примеси. Свободные электроны, присутствующие в материале n -типа, заполняют дырки в материале p -типа и исчезают. Этот способ, называемый компенсацией, широко используется при изготовлении транзисторов, где различные примеси диффундируют в кристалл на различных этапах производства.

1.3.7. p - n -переход

Работа полупроводникового прибора, такого как транзистор, определяется эффектами, имеющими место на границе между материалами p - и n -типа. На этой стадии важно понять, что полупроводниковый переход представляет собой изменение материала с p -типа на n -тип в пределах одной и той же непрерывной кристаллической решетки. При простом соединении образцов материала p -типа и материала n -типа не возникает p - n -переход.

На рис. 1.9 показан *диод*, представляющий собой p - n -переход с металлическими контактами с каждой стороны. Под изображением перехода приведен график изменения потенциала на p - n -переходе. Как только переход образован, часть свободных электронов из области n -типа вблизи границы переходит в область p -типа и заполняет часть дырок в p -области. На месте электронов остается область с некомпенсированным положительным зарядом. То же самое происходит в области p -типа, где возникает отрицательный заряд. Эти заряды образуют потенциальный барьер, препятствующий

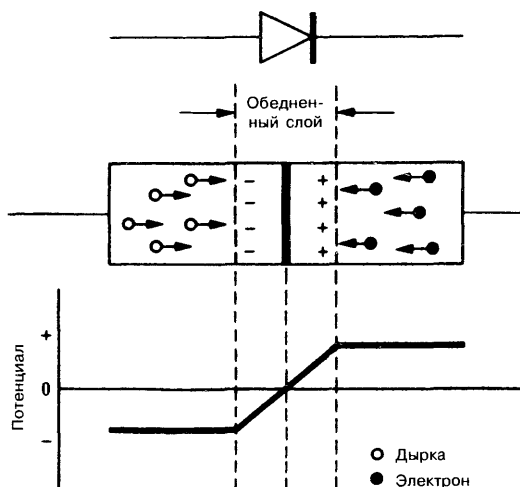


Рис. 1.9. Условное обозначение полупроводникового диода, p - n -переход с обедненным слоем и изменение потенциала.

дальнейшему перемещению электронов через переход, благодаря чему наступает равновесие. В результате такого начального перемещения дырок и свободных электронов вблизи p - n -перехода практически не остается свободных носителей. Эта область, шириной менее 1 мк, называется *обедненным слоем*.

1.3.8. Смещенный p - n -переход

Если к p - n -переходу подключен внешний источник постоянного напряжения, то потенциальный барьер обедненного слоя увеличивается или уменьшается в зависимости от полярности поданного напряжения или смеше-

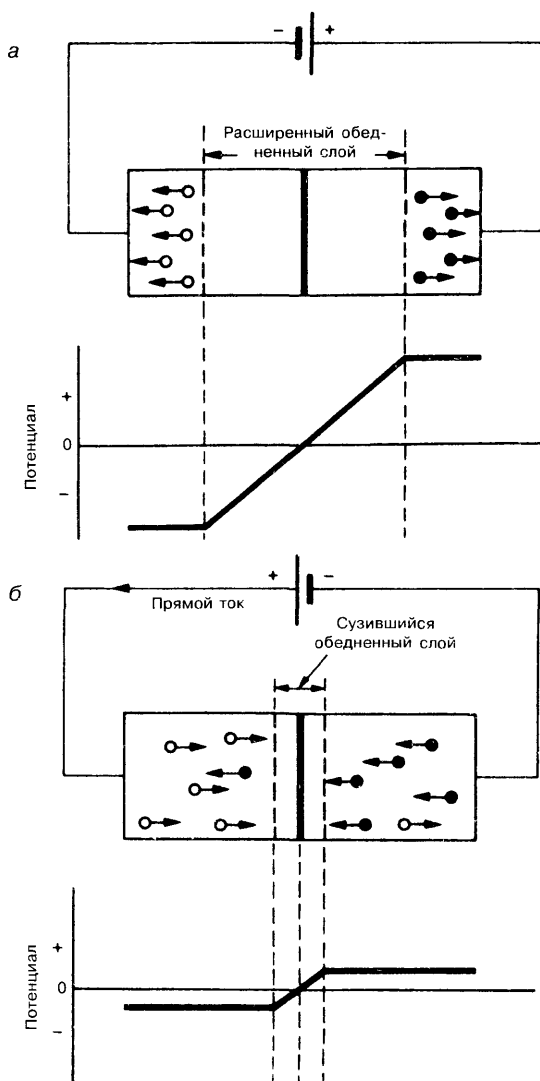


Рис. 1.10. Поведение обедненного слоя:

а — при обратном смещении, б — при прямом смещении.

ния. На рис. 1.10 показаны оба случая: *а* — обратное смещение, когда потенциальный барьер увеличивается, а обедненный слой расширяется, и *б* — прямое смещение, когда барьер уменьшается, а обедненный слой сужается. В случае обратного смещения через переход течет очень маленький ток, связанный с тепловым разрушением ковалентных связей в обеих областях. Неосновные носители имеют такую полярность, которая способствует их прохождению через переход. Однако при комнатной температуре этот обратный ток у кремниевого перехода настолько мал (порядка 1 нА), что на практике им часто пренебрегают. Когда же переход смещен в прямом направлении, потенциальный барьер понижается, нарушается равновесие, и часть электронов из *n*-области и дырок из *p*-области теперь способны пересечь переход. Чем больше напряжение прямого смещения, тем ниже потенциальный барьер, тем большее число электронов и дырок проходит сквозь обедненный слой, и, следовательно, возникает ток, текущий через переход.

Следует отметить, что при увеличении э.д.с. прямого смещения эффективное сопротивление перехода уменьшается из-за понижения потенциального барьера. В результате небольшое увеличение напряжения, приложенного в прямом направлении, вызывает значительное увеличение тока. Обычно у маломощных кремниевых диодов напряжение прямого смещения 0,6 В вызывает ток около 1 мА, а при напряжении 0,8 В ток возрастает до 100 мА. Прямая и обратная характеристики типичного маломощного кремниевого диода показаны на графике зависимости тока от приложенной э.д.с. на рис. 1.11. Из графика видно, что кремниевый переход практически не проводит ток, пока э.д.с. прямого смещения не превышает 0,5 В. У германиевых переходов эта величина меньше и составляет 0,2 В. Подробные характеристики диода рассматриваются в гл. 6.

Из сказанного следует, что ток может свободно протекать через диод в одном направлении, а в другом направлении диод представляет собой почти бесконечное сопротивление. Такая односторонняя характеристика указывает на важное применение диодов: выпрямление, преобразование переменного напряжения в постоянное. Эти вопросы обсуждаются в гл. 9.

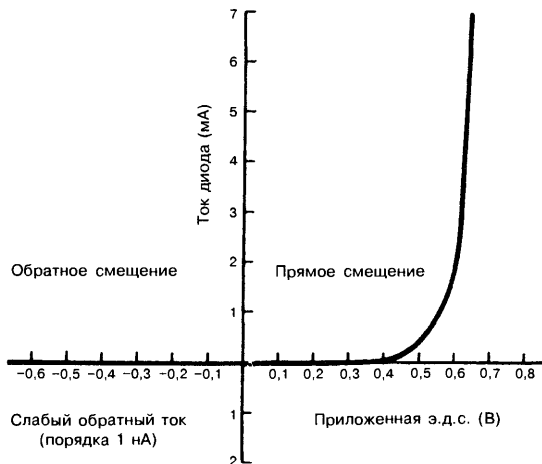


Рис. 1.11. Прямая и обратная характеристики полупроводникового кремниевого диода.

1.3.9. Лавинный пробой

Хотя при обратном смещении диод ведет себя как изолятор, дальнейшее увеличение приложенного напряжения приводит к ситуации, когда переход вдруг начинает проводить (рис. 1.12). Происходит это из-за электронов теплового происхождения, приобретающих за счет электрического поля в обедненном слое энергию, достаточную для образования новых пар электрон—дырка при соударении с атомами кремния. Эти вновь образовавшиеся носители затем сами создают свободные носители, и лавина нарастает. Процесс не приводит к разрушению перехода, если ограничить ток и тем самым не допустить его перегрева. Лавинный пробой может происходить при напряжениях от 5 до 1000 В и выше. Напряжение пробоя зависит от конструкции диода и степени легирования кремния. Значением напряжения пробоя ограничивается обратное пиковое напряжение в выпрямителях.

Выпускаются специальные диоды с низким напряжением пробоя, которые называются зенеровскими, по имени Карла Зенера, который в 1934 году открыл механизм электрического пробоя. Зенеровские диоды (стабилитроны. — *Примеч. перев.*) обычно имеют очень высокую степень легирования, создающую большую концентрацию основных носителей и позволяющую обедненному слою оставаться тонким даже при обратном смещении перехода. В результате градиент потенциала становится настолько большим, что пробой может произойти при обратном напряжении менее 3 В. Очень крутая характеристика пробоя, показанная на рис. 1.12, говорит о том, что падение напряжения на диоде в режиме пробоя остается почти постоянным при изменении обратного тока в широком диапазоне. Поэтому стабилитроны используются для стабилизации выходного напряжения в источниках питания (см. гл. 9). Строго говоря, понятие зенеровского пробоя включает в себя туннельный эффект при преодолении потенциального барьера и применимо только к диодам с напряжением пробоя менее 5 В, а при напряжении пробоя более 5 В диоды правильнее называть лавинными.

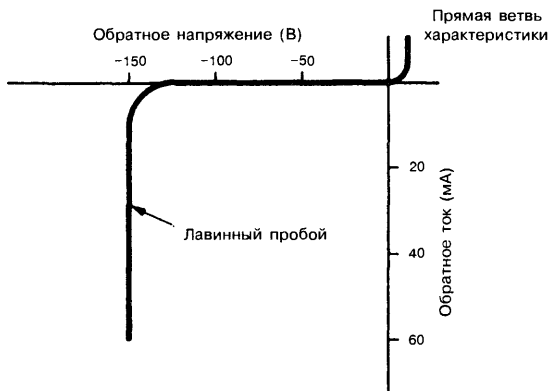


Рис. 1.12. Характеристика диода, смещенного в обратном направлении, с типичным лавинным пробоем.

1.3.10. Емкость перехода и варикапы

Диод, смещенный в обратном направлении, ведет себя как небольшой конденсатор с типичным значением емкости 2 пФ для маломощного кремниевое диода. Обедненный слой ведет себя как диэлектрический изолятор между проводящими «пластинами» n - и p -типа. Кроме того, с ростом смещающего напряжения емкость немного падает, поскольку обедненный слой расширяется. Путем соответствующего легирования создаются специальные диоды — варикапы, для которых типичным является изменение емкости от 10 до 2 пФ при увеличении обратного напряжения от 2 до 30 В. Такие диоды широко используются при настройке радиоприемников и телевизоров в диапазоне метровых и дециметровых волн. Устройство для электронного управления емкостью конденсатора настройки часто представляет собой специальную схему (схема автоматической подстройки частоты), которая фиксирует настройку на желаемую станцию автоматически.

1.4. Транзистор

1.4.1. Введение

Биполярный транзистор состоит из двух p - n -переходов, образованных слоями полупроводников с примесями. На рис. 1.13 показана самая простая конструкция n - p - n -транзистора. Тонкий слой слабо легированного полупроводника p -типа (база) расположен между двумя более толстыми слоями p -типа (эмиттер и коллектор). Толщина базы может быть меньше 1 мк.

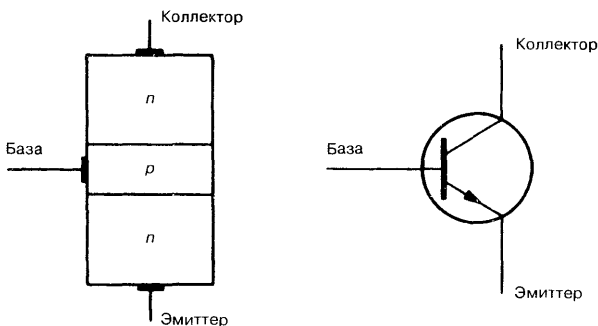


Рис. 1.13. Устройство n - p - n -транзистора и его условное обозначение.

1.4.2. Принцип действия транзистора

На рис. 1.14 показан транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером. В схеме, приведенной на рис. 1.14, a , ток базы не течет, а в схеме на рис. 1.14, b переключатель S замкнут, позволяя току из батареи B_1 течь в базу транзистора. Сначала рассмотрим схему на рис. 1.14, a . Важно отметить, что переход коллектор—база смещен в обратном направлении, и имеющийся потенциальный барьер препятствует потоку основных носителей.

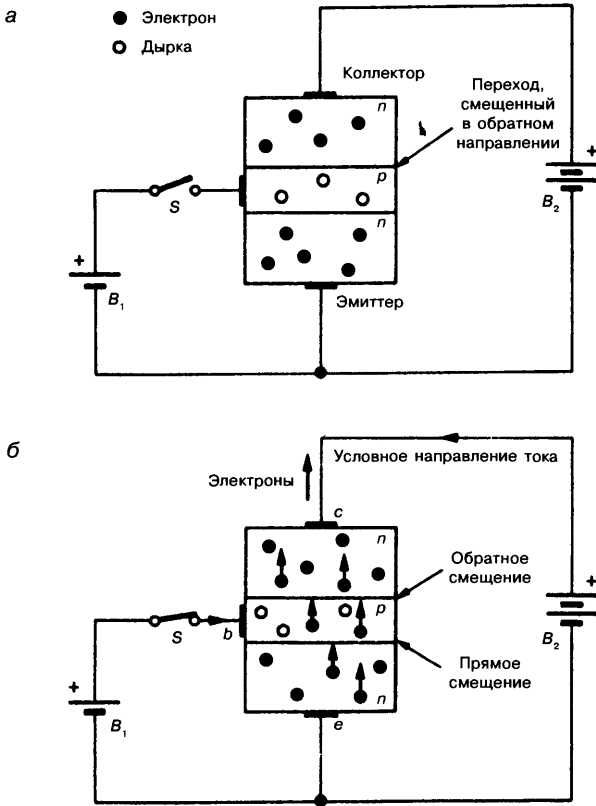


Рис. 1.14. Иллюстрация работы транзистора:
а — тока базы нет; б — ток базы течет.

Таким образом, пренебрегая утечкой, можно считать, что при разомкнутом ключе S коллекторный ток равен нулю. Теперь рассмотрим, что произойдет, когда ключ S замкнут (рис. 1.14, б). Переход база—эмиттер становится смещенным в прямом направлении, а переход коллектор—база остается смещенным в обратном направлении. Благодаря смещению перехода база—эмиттер в прямом направлении электроны из эмиттера n -типа посредством диффузии проходят по базе p -типа по направлению к обедненному слою на переходе база—коллектор. Эти электроны, являющиеся неосновными носителями в области базы, достигнув обедненного слоя, по потенциальному барьеру «как с горки» быстро скатываются в коллектор, создавая тем самым в транзисторе коллекторный ток. Действие смещенного в прямом направлении перехода база—эмиттер напоминает открывание ворот и позволяет току протекать по цепи эмиттер—коллектор. Таков принцип действия транзистора.

Следующий момент требует объяснения. Почему электроны не рекомбинируют с дырками в базе p -типа в процессе диффузии в сторону коллектора? Ответ состоит в том, что базу делают совсем слабо легированной, то есть с низкой концентрацией дырок, и очень тонкой; следовательно, имеется лишь малая вероятность того, что электрон будет перехвачен дыркой и рекомбинирует. Когда электрон рекомбинирует в области базы,

происходит кратковременное нарушение равновесия, поскольку база приобретает отрицательный заряд. Равновесие восстанавливается с приходом дырки из базовой батареи B_1 . Батарея B_1 является источником дырок для компенсации рекомбинирующих в базе, и эти дырки образуют базовый ток транзистора. Благодаря базовому току в базе не происходит накопления отрицательного заряда, и переход база—эмиттер поддерживается смещенным в прямом направлении, а это, в свою очередь, обеспечивает протекание коллекторного тока. Таким образом, транзистор является прибором, управляемым током. Отношение тока коллектора к току базы называется коэффициентом усиления тока (h_{FE}). Он должен равняться числу электронов в секунду, успешно проследовавших от эмиттера к коллектору, деленному на число рекомбинировавших. В типичном маломощном кремниевом транзисторе приблизительно 1 из 100 электронов рекомбинирует в базе, так что усиление тока имеет значение порядка 100.

Фактически в работе транзистора принимают участие как электроны, так и дырки, что отличает его от униполярного или полевого транзистора, который будет рассмотрен в следующей главе.

Ранее упоминалось, что при смещении p - n -перехода в прямом направлении текущий по нему ток образуют как электроны, так и дырки. Но при рассмотрении смещенного в прямом направлении перехода база—эмиттер мы пока учитывали только электроны, пересекающие этот переход. Такой подход оправдан практически, поскольку область эмиттера n -типа специально легируется очень сильно, чтобы обеспечить большое число свободных электронов, в то время как область базы легируется совсем слабо, и это дает настолько мало дырок, что ими можно пренебречь при рассмотрении тока через переход база—эмиттер. Эмиттер так сильно легирован, что напряжение лавинного пробоя перехода база—эмиттер обычно всего лишь 6 В. Этот факт нужно иметь в виду при работе с некоторыми переключающими схемами, где необходимо позаботиться о том, чтобы обратные смещения не были слишком большими. Но это обстоятельство может быть и полезным, поскольку переход база—эмиттер маломощного транзистора ведет себя как 6-вольтовый стабилитрон и иногда используется в этом качестве.

1.4.3. Эффекты второго порядка

На рис. 1.15 показан график зависимости коллекторного тока от тока базы для маломощного кремниевого транзистора: наблюдается линейная зависимость I_C от I_B в широком диапазоне значений коллекторного тока. Однако при малом токе базы коэффициент усиления тока несколько уменьшается. Этот эффект можно объяснить, рассматривая поведение электронов в базе: при очень малом базовом токе ничто не способствует электронам, попавшим из эмиттера в базу, достичь коллектора; только приблизившись к обедненному слою коллектор—база, они затягиваются полем. До этого электроны, совершая случайные блуждания, просто диффундируют сквозь базу, и любой из них может стать жертвой рекомбинации с какой-нибудь встретившейся дыркой. При больших значениях базового тока условия для электронов благоприятнее. Дырки, инжектируемые в виде базового тока,

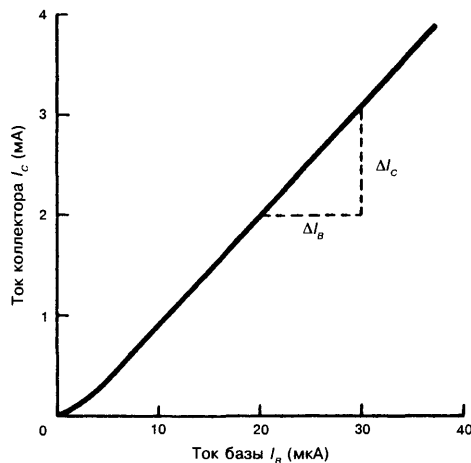


Рис. 1.15. Типичная зависимость коллекторного тока от тока базы в маломощном кремниевом транзисторе.

создают небольшое электрическое поле в базе, которое помогает электронам в их движении к обедненному слою. Таким образом, при умеренных токах коллектора (порядка 1 мА) коэффициент усиления тока будет больше, чем при малых токах коллектора (порядка 10 мкА).

При очень больших токах коллектора, когда заселенность базы дырками становится слишком большой, усиление начинает падать. База ведет себя так, как будто она легирована сильнее, чем это есть в действительности, так что значительная часть тока, текущего через эмиттерный переход, состоит из дырок, движущихся из базы в эмиттер так же, как полезные электроны,двигающиеся в другом направлении, к коллектору. Таким образом, все большая и большая часть базового тока является «пустой породой», и поэтому коэффициент усиления тока падает. Этот эффект важен в мощных усилителях, где он может приводить к искажению формы сигнала при больших токах коллектора.

В связи с тем, что зависимость коллекторного тока от тока базы является нелинейной, существуют два определения для коэффициента усиления тока транзистора в схеме с общим эмиттером. Коэффициент усиления постоянного тока получается просто делением тока коллектора на ток базы; его обозначают h_{FE} В или β' , и он важен для переключающих схем. Однако в большинстве случаев, когда речь идет об усилении, мы имеем дело только с небольшими приращениями коллекторного тока, и более подходящим способом определения коэффициента усиления тока является отношение *приращения* коллекторного тока к *приращению* тока базы, которое называется коэффициентом усиления тока h_{fe} или β в режиме малого сигнала. Из рис. 1.15 следует, что

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Для большинства практических целей можно считать, что h_{FE} и h_{fe} равны.

1.4.4. Ток утечки между коллектором и базой

Хотя переход коллектор—база смещен в обратном направлении, все же существует очень небольшой ток утечки из коллектора в базу, обозначаемый I_{CB0} , поскольку он измеряется с разомкнутой цепью эмиттера. В кремниевом транзисторе при комнатной температуре I_{CB0} очень мал, обычно менее 0,01 мкА. Однако в случае, когда транзистор включен в схему с общим эмиттером и цепь базы разорвана, как показано на рис. 1.14, а, ток I_{CB0} , протекающий по переходу коллектор—база, должен течь в эмиттер, для которого он неотличим от внешнего тока базы. Таким образом, I_{CB0} усиливается транзистором, и ток утечки между коллектором и эмиттером возрастает до значения $I_{CE0} = h_{FE} I_{CB0}$, которое может доходить до 1 мкА. Поскольку ток I_{CB0} в значительной степени является результатом теплового нарушения связей, он увеличивается приблизительно вдвое с ростом температуры на каждые 18 °С. Когда I_{CB0} становится сравнимым с нормальным током коллекторной цепи, транзистор обычно считается слишком горячим. Кремниевые *p-n*-переходы могут работать до 200 °С, а германиевые, имеющие много больший ток утечки, только до 85 °С.

Когда кремниевый транзистор работает при комнатной температуре, токами I_{CB0} и I_{CE0} можно практически полностью пренебречь. В германиевом транзисторе при комнатной температуре (20 °С) ток I_{CB0} имеет значение порядка 2 мкА, так что при $h_{FE} = 100$ ток I_{CE0} будет равен 200 мкА. Этот относительно большой ток утечки является той причиной, по которой германиевые транзисторы вышли из употребления, за исключением специальных целей, когда требуется малая разность потенциалов на германиевом *p-n*-переходе, смещенном в прямом направлении.

1.4.5. *n-p-n*- и *p-n-p*-транзисторы

Описание работы транзистора, данное выше, относится к наиболее распространенным *n-p-n*-транзисторам; также легко доступны *p-n-p*-транзисторы, очень полезные для целого ряда *комплементарных* схем, так как они обладают характеристиками, идентичными с *n-p-n*-транзисторами, но требуют напряжения питания противоположной полярности. Тогда как в *n-p-n*-

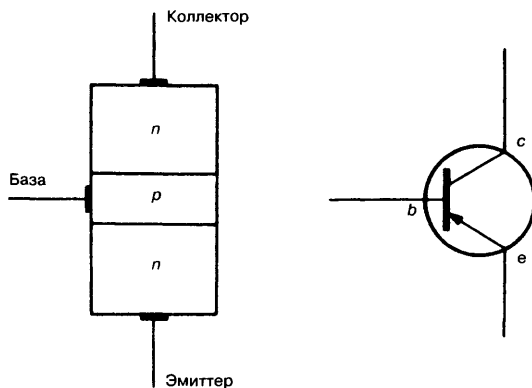


Рис. 1.16. Устройство *p-n-p*-транзистора и его условное обозначение.

транзисторе ток коллектора состоит из электронов, в p - n - p -транзисторе он состоит из дырок. Аналогично ток базы является электронным током, а не дырочным. На рис. 1.16 показана структура p - n - p -транзистора и его условное обозначение.

1.4.6. Оптоэлектронные приборы

Обратный ток утечки в p - n -переходе обусловлен, как мы видели, неосновными носителями.

Обычно пары электрон—дырка возникают только за счет тепловой энергии. Но если на p - n -переход падает свет, то это приводит к значительному увеличению плотности неосновных носителей. Электроны и дырки, освобожденные энергией падающих фотонов, вызывают значительное увеличение обратного тока утечки.

Фотодиод — это простой p - n -переход, помещенный в корпус с прозрачным окном. Обычно такой диод работает со смещением в обратном направлении, и типичное значение его тока в темноте равно 1 нА; при освещении с интенсивностью 1 мВт/см² ток увеличивается до 1 мкА. Такую интенсивность дает лампа мощностью 60 Вт на расстоянии около 30 см (200 люкс).

Фототранзистор — это просто обычный транзистор с прозрачным окном в корпусе. Некоторые фототранзисторы, такие как TIL78, залиты в прозрачный пластик; верх его обычно выпуклый и действует как линза, фокусирующая свет на транзистор, это увеличивает эффективную чувствительность прибора и делает его направленным.

Когда свет падает на транзистор, в обоих p - n -переходах освобождаются неосновные носители, но увеличение фототока дают те из них, которые образуются у смещенного в обратном направлении перехода коллектор—база. Точно так же, как тепловой ток утечки I_{CB0} перехода коллектор—база усиливается транзистором и дает больший ток утечки коллектор—эмиттер I_{CE0} подобным образом усиливается и фототок, возникающий в переходе коллектор—база. Чувствительность фототранзисторов обычно в сто раз выше, чем у фотодиода. Базовый вывод, как правило, не используется; и в самом деле, дешевые фототранзисторы, такие как TIL78, имеют выводы только коллектора и эмиттера.

Раздел, посвященный оптоэлектронике, будет неполным без упоминания о **светодиодах** (Light-Emitting Diode, LED). p - n -переходы некоторых составных полупроводников, особенно фосфида галлия и арсенида галлия, излучают свет, когда смещены в прямом направлении. Обычно прямой ток составляет от 5 до 80 мА, и для ограничения этого тока последовательно с диодом включают резистор. Имеются светодиоды с красным, зеленым, желтым и довольно слабым синим свечением, достаточно яркие, чтобы их использовать в качестве световых индикаторов с практически неограниченным сроком службы. В схемах на рис. 1.3—1.5 лампу с напряжением 6 В и током 0,04 А можно заменить светодиодом с последовательно включенным резистором 100 Ом, ограничивающим ток. Помните, что катод светодиода надо подключать к точке с более низким потенциалом, чтобы получить *прямое* смещение перехода.

Объединение светодиода и фототранзистора дает полезный прибор, называемый *оптопарой* (*оптроном*). Направив светодиод на фототранзистор, мы получаем возможность передавать сигналы из одной цепи в другую с полной электрической изоляцией.

Развитием принципа оптической связи стала передача сигналов по *оптоволоконным* линиям.

1.5. Тестирование транзисторов

В экспериментальной электронике полезно иметь простой метод тестирования транзисторов. Двумя параметрами, которые лучше всего указывают на исправность транзистора, являются ток утечки коллектор—эмиттер I_{CE0} и коэффициент усиления постоянного тока h_{FE} . Оба они измеряются в схеме, приведенной на рис. 1.17. Когда ключ S разомкнут, ток базы не течет, и миллиамперметр в коллекторной цепи показывает ток утечки I_{CE0} . Когда ключ замкнут, базовый ток около 10 мкА течет через резистор R (около 0,6 В падает на переходе база—эмиттер, так что $I_B = (9 - 0,6)/820\,000 = 10$ мкА). Таким образом, усиленный ток в коллекторной цепи равен $h_{FE}/100$ мА.

Чтобы упростить измерения, можно взять микроамперметр со шкалой 0—100 мкА и шунтом R_s , включаемым с помощью S' при замыкании ключа S .

Таким образом, маленький ток утечки измеряется в диапазоне 100 мкА, затем прибор шунтируется так, чтобы его полная шкала соответствовала 10 мА для измерения h_{FE} . Для тестирования *p-n-p*-транзисторов полярность батареи и измерительного прибора изменяют на противоположные.

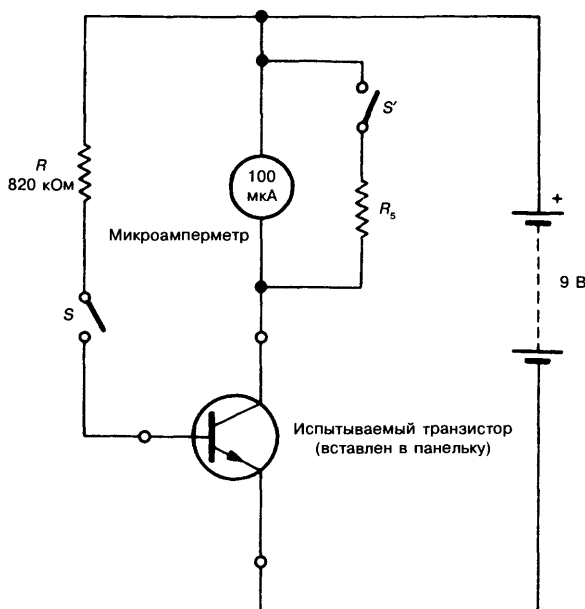


Рис. 1.17. Схема тестирования транзистора.

1.6. Усилитель напряжения

1.6.1. Введение

Точно так же, как в телеграфе Морзе роль сигналов играет последовательность импульсов напряжения, сигналами в электронных схемах обычно являются постоянные или переменные напряжения. Такие устройства, как головка звукоснимателя или микрофон, создают переменное напряжение, которое должно быть усилено прежде, чем им можно будет воспользоваться. Некоторые источники сигналов, такие как фототранзистор и некоторые детекторы ядерного излучения, могут быть источниками тока, который, как правило, еще до усиления преобразуется в напряжение. Поэтому наиболее важны усилители напряжения и, несмотря на то что биполярный транзистор работает как устройство, усиливающее ток, основное применение он находит в усилителях напряжения.

1.6.2. Резистор нагрузки

На рис. 1.18, *a* показан очень простой усилитель напряжения; выходное напряжение $V_{\text{вых}}$ возникает на выходе в результате протекания коллекторного тока по резистору нагрузки R_L . Этот пример иллюстрирует одно из наиболее важных применений резисторов в электронных цепях: преобразование тока в напряжение. Входное напряжение $V_{\text{вх}}$, приложенное к переходу база—эмиттер, приводит к увеличению тока базы, зависящего от сопротивления перехода база—эмиттер. Ток базы вызывает намного больший ток коллектора i_c , создающий падение напряжения $i_c R_L$ на резисторе R_L . Эта разность потенциалов пропорциональна $V_{\text{вх}}$, но намного больше по величине.

Важной деталью таких схем является земляная шина, называемая также землей, «нулем вольт» (0 В) или общей шиной и обозначаемая символом, показанным на рисунке. Земляная шина является общей для входного сигнала, выходного сигнала и источника постоянного напряжения и обычно является точкой, относительно которой отсчитываются все напряжения в схеме.

1.6.3. Рабочая точка и смещение

Схема, приведенная на рис. 1.18, *a*, как можно догадаться, является сильно упрощенной схемой усилителя напряжения. Она будет давать отклик только на положительное входное напряжение и, кроме того, только на напряжение, большее чем 0,5 В; последнее значение является той э.д.с., которая необходима для смещения перехода база—эмиттер в прямом направлении. Ясно, что, если схема предназначена для усиления малых сигналов без искажения, переход база—эмиттер должен быть смещен в прямом направлении даже в отсутствие сигнала. Обычно напряжение переменного сигнала принимает как положительное, так и отрицательное значение, так что выходное напряжение на коллекторе должно иметь возможность двигаться вверх к напряжению источника питания (при отрицательном входном напряжении) и вниз к потенциалу земляной шины (при положительном входном напряжении). Из этого следует, что при равном нулю входном сигнале (это состояние обычно

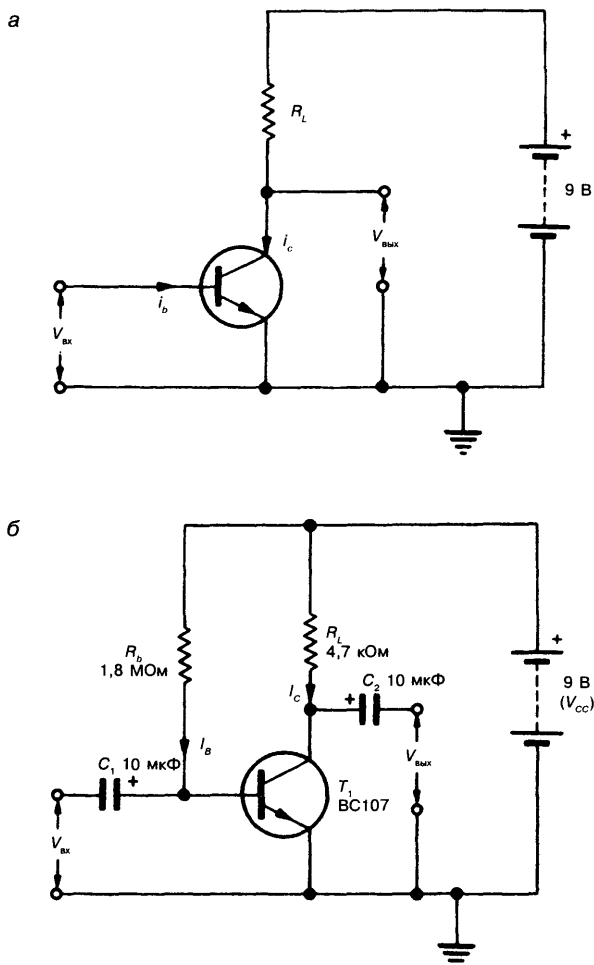


Рис. 1.18. Использование транзистора в усилителе напряжения:
 а — простейшая схема; б — схема со смещением.

называется режимом *покоя*) в транзисторе должен протекать такой ток коллектора, чтобы напряжение на коллекторе находилось посередине между землей и напряжением источника питания, готовое изменяться в любом направлении в соответствии с полярностью входного сигнала.

На рис. 1.18, б показана схема, в которой достигается требуемый результат. Маломощный кремниевый транзистор, такой как BC107, будет очень хорошо работать с коллекторным током в режиме покоя 1 мА. В этом случае при правильном выборе рабочей (начальной) точки требуется, чтобы напряжение на коллекторе находилось посередине между 0 и +9 В, то есть на резисторе R_L должно падать 4,5 В. Таким образом, согласно закону Ома, $R_L = 4,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 4500 \text{ Ом}$. Ближайшее номинальное значение R_L равно 4,7 кОм (см. приложение 1). Для рассматриваемой схемы имеем:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L = V_{CC} - h_{FE} I_B R_L,$$

где V_{CC} — напряжение питания.

Если мы примем для транзистора BC107 коэффициент усиления постоянного тока h_{FE} равным 200, то для тока коллектора 1 мА требуется ток базы $I_B = 1/200 \text{ мА} = 5 \text{ мкА}$. Сопротивление базового резистора R_B , задающего ток базы, снова находится согласно закону Ома:

$$R_B = \frac{V_{CC}}{I_B} = \frac{9}{5 \times 10^{-6}} = 1,8 \text{ МОм.}$$

Напряжением база—эмиттер V_{BE} (приблизительно равным 0,6 В) здесь пренебрегаем по сравнению с намного большим напряжением питания V_{CC} .

1.6.4. Разделительные конденсаторы

Разделительные конденсаторы C_1 и C_2 используются для изоляции внешних цепей от постоянных напряжений, имеющихся на базе и коллекторе в режиме покоя. Свойство конденсатора не пропускать постоянное напряжение и в то же время пропускать переменное очень ценно в электронике; оно является результатом стремления конденсатора сохранять свой заряд, и поэтому разность потенциалов на его обкладках остается постоянной. Следовательно, увеличение потенциала на одной обкладке вызывает соответствующее увеличение потенциала на другой. Поданный на одну из обкладок, переменный сигнал изменяет ее потенциал много раз в секунду и, таким образом, передается с одной обкладки на другую. В то же время постоянное напряжение дает возможность конденсатору накопить заряд, соответствующий новой разности потенциалов на его обкладках, и поэтому оно не передается. Время, необходимое для установления новой разности потенциалов, зависит от *постоянной времени* цепи, которая должна быть больше периода передаваемого переменного напряжения самой низкой частоты. Более подробно этот вопрос обсуждается в гл. 8. В рассматриваемом простом усилителе напряжения постоянные времени цепей с разделительными конденсаторами емкостью 10 мкФ обеспечивают передачу переменного напряжения без ослабления вплоть до 10 Гц.

Знак «плюс» на рисунке у одной из обкладок конденсатора является указанием, как подключать электролитические конденсаторы, у которых изолирующий диэлектрический слой представляет собой чрезвычайно тонкую пленку окиси алюминия, полученную электролитическим осаждением. Такие конденсаторы имеют большие емкости при малых размерах и низкой цене, но должны включаться в схему с учетом полярности, за исключением конденсаторов специального типа — неполярных конденсаторов.

1.6.5. Стабилизация рабочей точки

Серьезный недостаток схемы на рис. 1.18, б состоит в том, что напряжение коллектора в режиме покоя целиком зависит от величины h_{FE} транзистора, в то время как численные значения этого параметра имеют большой разброс у различных экземпляров транзисторов одного типа. Например, при типичном значении h_{FE} для транзистора BC107, равном 200, изготовители указывают, что оно может изменяться в пределах от 90 до 450. Изменение h_{FE} сдвигает рабочую точку по постоянному току. Например, если коэффи-

циент h_{FE} равен 100 вместо 200, то при этом потечет ток коллектора, равный 0,5 мА, а не 1 мА, и падение напряжения на R_L составит только 2,35 В вместо 4,7 В. Увеличение напряжения на коллекторе в режиме покоя означает, что выходное напряжение в схеме может изменяться в сторону увеличения только на 2 В, а не на 4 В (возможно изменение выходного напряжения в сторону уменьшения до 6 В, но от этого мало пользы, когда положительные приращения ограничены).

Последствия использования транзистора с $h_{FE} = 400$ еще более серьезны. В этом случае ток коллектора удвоится до 2 мА. Простое вычисление показывает, что все 9 В питания будут падать на резисторе R_L . Говорят, что транзистор находится в насыщении. Практически между коллектором и эмиттером остается небольшое напряжение порядка 0,2 В. Любое дальнейшее увеличение тока базы почти ни к чему не приводит; действительно, падение напряжения на R_L не может превышать V_{CC} . Поскольку при насыщении транзистора потенциал коллектора фактически равен потенциалу земли, схема теперь не пригодна для линейного усиления: невозможны изменения выходного напряжения в сторону уменьшения. Состояние насыщения будет рассмотрено в подразд. 1.7.

Возвращаясь к линейному усилителю на рис. 1.18, б, можно сказать, что необходимо некоторое усовершенствование схемы, чтобы повысить ее устойчивость к изменениям h_{FE} . Даже если бы у нас была возможность отбирать транзисторы с $h_{FE} = 200$, а это очень дорого при массовом выпуске схем, h_{FE} увеличивается с ростом температуры, так что схема все равно не была бы надежной. На рис. 1.19 показано очень простое, но эффективное улучшение. Вместо того чтобы подключать резистор R_b непосредственно к V_{CC} , мы, уменьшив сопротивление вдвое, подключим его к коллектору ($V_{CE} \approx V_{CC}/2$). Теперь благодаря этому ток базы в режиме покоя зависит от коллекторного напряжения в режиме покоя. Даже при увеличении h_{FE} транзистор не может попасть в насыщение: если коллекторное напряжение падает, то также падает ток базы, «придерживая» коллекторный ток. И наоборот, если h_{FE} уменьшается, коллекторное напряжение в режиме покоя возрастает, увеличивая ток I_B .

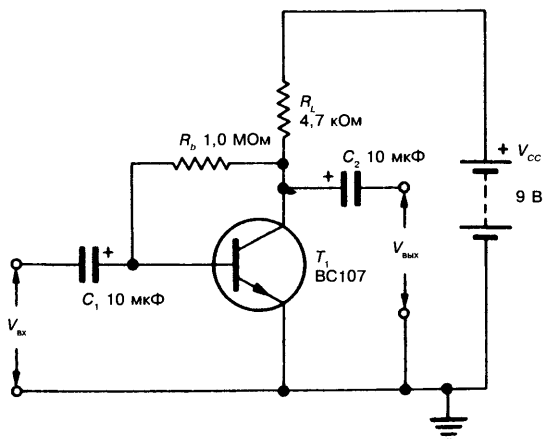


Рис. 1.19. Усилитель напряжения со стабилизацией рабочей точки.

Ток базы определяется теперь соотношением

$$I_B = V_{CE}/R_B,$$

и, как и прежде,

$$V_{CE} = V_{CC} - h_{FE} I_B R_L.$$

Объединяя эти равенства, получим

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{1 + h_{FE} R_L/R_B}.$$

Если R_L и R_B имеют значения, указанные на рис. 1.19, и $h_{FE} = 100$, то $V_{CE} \approx 6$ В; если $h_{FE} = 400$, то $V_{CE} \approx 3$ В. Хотя здесь все еще положение рабочей точки меняется, это не существенно, пока для получения больших сигналов не требуется иметь возможно большие пределы изменения выходного напряжения. Схема, приведенная на рис. 1.19, будет работать при изменении параметров транзисторов в очень широком диапазоне и является полезным усилителем напряжения общего назначения. Принцип построения схемы с автокомпенсацией изменений h_{FE} является просто примером *отрицательной обратной связи*, которая представляет собой одно из самых важных понятий в электронике, и будет рассмотрена в гл. 4.

1.6.6. Стабилизированный усилитель напряжения

Для некоторых применений даже относительно небольшие изменения положения рабочей точки, имеющиеся в схеме на рис. 1.19, недопустимы. Если режим по постоянному току должен практически не зависеть от h_{FE} , можно использовать схему стабилизированного усилителя, показанную на рис. 1.20. Первым характерным признаком этой схемы является наличие резистора R_3 в цепи эмиттера, а это означает, что потенциал эмиттера боль-

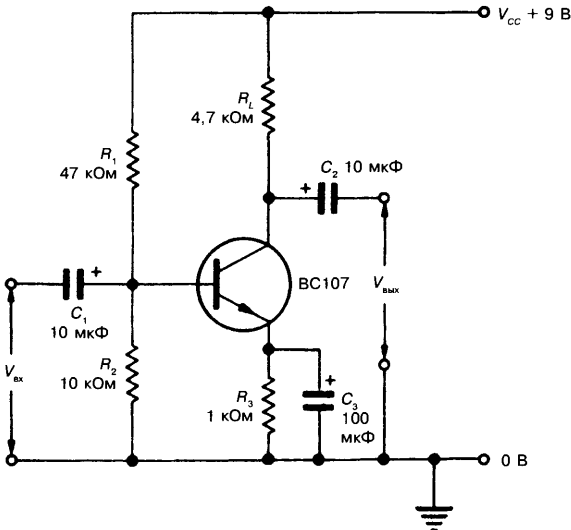


Рис. 1.20. Стабилизированный усилитель с эмиттерным резистором.

ше не равняется потенциалу земли, а немного выше его и равен $I_E R_3$, где I_E — ток эмиттера. Второе отличие состоит в том, что вместо единственного резистора для задания базового тока определенной величины применен делитель напряжения R_3 , R_2 , фиксирующий потенциал базы относительно земли. Ток делителя напряжения на порядок выше тока базы, так что последний слабо влияет на потенциал базы. Так как переход база—эмиттер смещен в прямом направлении, на нем падает небольшое напряжение (у кремниевого транзистора приблизительно 0,6 В), так что потенциал эмиттера ниже потенциала базы на 0,6 В.

Итак, если V_B — потенциал базы относительно земли, а V_E — потенциал эмиттера относительно земли, то

$$V_E = V_B - 0,6.$$

Но

$$V_E = I_E R_3,$$

поэтому

$$I_E = \frac{V_B - 0,6}{R_3}.$$

Следовательно, ток эмиттера I_E определяется выбором величин V_B и R_3 . При сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 , указанных на рис. 1.20, потенциал базы зафиксирован на уровне 1,6 В; поэтому потенциал эмиттера равен приблизительно 1,0 В, обеспечивая требуемый ток эмиттера 1 мА при сопротивлении эмиттерного резистора 1 кОм.

Поскольку

$$I_E = I_C + I_B$$

и

$$I_B \ll I_C,$$

имеем:

$$I_E \approx I_C.$$

Следовательно, ток коллектора также примерно равен 1 мА.

Интересно отметить, что в приведенном расчете схемы отсутствует коэффициент h_{FE} транзистора. Фактически единственным параметром транзистора, имеющим какое-либо значение в этой схеме, является напряжение V_{BE} , которое принято равным 0,6 В и изменяется очень мало (<0,1 В) от одного транзистора к другому. При расчете стабилизированной схемы падение напряжения на эмиттерном резисторе должно быть больше возможных изменений напряжения V_{BE} , но не настолько большим, чтобы заметно уменьшить амплитуду выходного сигнала (напряжение на коллекторе теперь может изменяться только между V_{CC} и V_E , а не между V_{CC} и потенциалом земли). Обычно подходящим является напряжение 1 В. Конденсатор большой емкости C_3 шунтирует эмиттерный резистор для того, чтобы на эмиттере не появлялось переменное напряжение. Без C_3 усиление напряжения очень сильно упадет из-за отрицательной обратной связи, поскольку переменное напряжение на резисторе R_3 вычитается из входного сигнала.

1.6.7. Измерение коэффициента усиления напряжения

Удобный способ измерения коэффициента усиления состоит в том, что на вход усилителя подается сигнал от генератора синусоидальных сигналов, а затем с помощью осциллографа измеряется выходной сигнал $V_{\text{вых}}$ и сравнивается с входным сигналом $V_{\text{вх}}$.

Коэффициент усиления напряжения равен

$$A_v = \frac{V_{\text{вых}}}{V_{\text{вх}}}.$$

Для схем, рассмотренных в этой главе, коэффициент усиления напряжения имеет величину порядка 150—200. Теоретический расчет коэффициента усиления проводится в гл. 6.

1.7. Режим насыщения

Между простой переключающей схемой, рассмотренной в начале главы (в подразд. 1.2), и обсуждавшимся только что линейным усилителем имеется очевидное различие. В нормально работающем линейном усилителе коллекторный ток всегда прямо пропорционален базовому току. В переключающей схеме, такой как на рис. 1.21, коллекторный ток определяется главным образом напряжением питания V_{cc} и сопротивлением нагрузки R_L . Мы кратко упоминали о насыщении как о нежелательном режиме в усилителе напряжения, но это состояние является достаточно важным и заслуживает дальнейшего обсуждения.

Рассмотрим, что происходит с коллекторным током в схеме на рис. 1.21, если базовый ток постепенно увеличивается, начиная от нуля. Когда ключ S_1 разомкнут, базовый ток не течет и ток коллектора ничтожно мал. Замыкание S_1 приводит к появлению тока базы $I_B = V_{cc}/R_B$, где мы пренебрегли разностью потенциалов на переходе база—эмиттер. Ток коллектора, про-

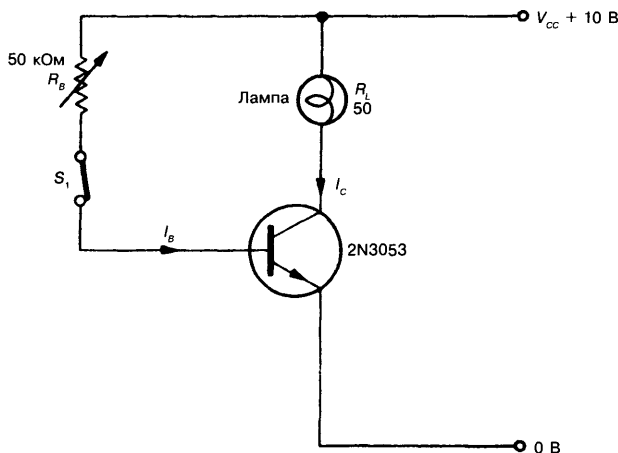


Рис. 1.21. Иллюстрация режима насыщения. Транзистор действует как ключ для включения лампы.

текающий по нагрузке R_L , равен $I_C = h_{FE}/V_{CC}$. Для конкретной схемы, приведенной на рисунке, при $h_{FE} = 100$ и при максимальном значении R_B (50 кОм) получим:

$$I_C = \frac{100 \times 10}{50\,000} \text{ А} = 20 \text{ мА}.$$

Падение напряжения на R_L определяется произведением $R_L I_C$, и в нашем случае равно $50 \times 0,02 = 1 \text{ В}$. Транзистор при этом находится в линейном режиме; уменьшение R_B приводит к увеличению тока базы, увеличению тока коллектора и, следовательно, к увеличению падения напряжения на R_L . В этих условиях схема могла бы быть использована как усилитель напряжения.

Теперь рассмотрим случай, когда

$$R_B = h_{FE} R_L$$

и ток базы равен

$$I_B = \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{V_{CC}}{h_{FE} R_L}.$$

Следовательно, коллекторный ток равен

$$I_C = \frac{h_{FE} V_{CC}}{h_{FE} R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L}.$$

С точки зрения нагрузки транзистор ведет себя как пара контактов ключа. Из закона Ома следует, что ток нагрузки в этой ситуации не может превышать величины V_{CC}/R_L . Поэтому дальнейшее увеличение тока базы не может увеличить ток коллектора, который определяется теперь только сопротивлением нагрузки и напряжением питания. Транзистор находится в *насыщении*.

На практике при насыщении транзистора между коллектором и эмиттером всегда остается небольшое напряжение, обычно обозначаемое $V_{CE(sat)}$. Как правило, оно меньше 1 В и может доходить до 0,1 В у транзисторов, специально предназначенных для работы в качестве ключей. Обычно $V_{CE(sat)}$ уменьшается по мере того, как через переход база—эмиттер течет все больший ток, то есть в случае, когда отношение тока коллектора I_C к току базы I_B становится значительно меньше, чем коэффициент усиления тока транзистора h_{FE} .

Грубо говоря, глубокое насыщение (малое значение $V_{CE(sat)}$) имеет место, когда

$$\frac{I_C}{I_B} < \frac{h_{FE}}{5}.$$

Для схемы типа той, которая показана на рис. 1.21, когда ток базы задается просто подключением резистора к источнику питания, мы выбираем

$$\frac{R_B}{R_L} < \frac{h_{FE}}{5}.$$

Следовательно, для схемы на рис 1.21, принимая типичное для транзистора 2N3053 (аналог КТ630Б. — *Примеч. перев.*) значение коэффициента усиления тока $h_{FE} = 150$, имеем

$$\frac{R_B}{R_L} < \frac{150}{5} = 30.$$

Следовательно, при $R_L = 50$ Ом мы выбираем

$$R_B < 30 \times 50 \text{ Ом} = 1,5 \text{ кОм}.$$

Итак, если в качестве нагрузки используется лампа с сопротивлением 50 Ом, то для ее эффективного включения нам следует выбрать сопротивление базового резистора меньше 1,5 кОм. Если это невозможно, когда, например, в качестве R_B используется фоторезистор с минимальным сопротивлением 10 кОм, то следует воспользоваться схемой Дарлингтона, чтобы увеличить коэффициент усиления тока.

Если транзистор работает с током коллектора, близким к максимальному, и нужно поддержать напряжение $V_{CE(sat)}$ на уровне долей вольта, то из-за уменьшения h_{FE} может понадобиться базовый ток больше, чем $I_C/10$.

Возможно, покажется неожиданным, что $V_{CE(sat)}$ может быть много меньше, чем напряжение V_{BE} , которое у кремниевого транзистора равно примерно 0,6 В. Происходит это потому, что в режиме насыщения переход коллектор—база смещен в прямом направлении. Следовательно, мы имеем два p - n -перехода, смещенных в прямом направлении, включенных навстречу друг другу так, что падения напряжения на них взаимно компенсируются. Эта способность биполярного транзистора иметь в режиме насыщения очень маленькое падение напряжения между коллектором и эмиттером делает его весьма полезным переключающим прибором. Многие из наиболее важных применений электроники, включая обширную область цифровой электроники, используют переключающие схемы.

В режиме переключений транзистор работает либо с фактически нулевым током коллектора (транзистор выключен), либо с фактически нулевым напряжением на коллекторе (транзистор включен). В обоих случаях мощность, рассеиваемая на транзисторе, очень мала. Значительная мощность рассеивается только в то время, когда происходит переключение: в это время и напряжение коллектор—эмиттер, и ток коллектора имеют конечные значения.

Маломощный транзистор, такой как 2N3053, с максимально допустимой рассеиваемой мощностью менее 1 Вт, может переключать мощность в нагрузке в несколько ватт. Следует обратить внимание на то, что максимальные значения коллекторного напряжения и тока не должны выходить за допустимые пределы; кроме того, желательно осуществлять переключения возможно быстрее, чтобы избежать рассеяния чрезмерно большой мощности.

ГЛАВА 2

ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР

2.1. Введение

В предыдущей главе подчеркивалось, что одно из главных свойств биполярного транзистора состоит в том, что он является усиливающим устройством, управляемым током. В случае полевого транзистора (Field-Effect Transistor, FET) выходным током управляет входное *напряжение*, тогда как входной ток обычно пренебрежимо мал (он может быть меньше 1 пА). Это большое достоинство, важное в тех случаях, когда сигнал приходит от таких устройств, как конденсаторный микрофон или пьезоэлектрический датчик, которые не в состоянии давать сколько-нибудь значительный ток.

Полевые транзисторы бывают, по существу, двух типов: полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом (Junction FET, JFET) и полевые транзисторы с изолированным затвором (Insulated Gate FET, IGFET). Транзисторы последнего типа больше известны как МОП-транзисторы, при этом название указывает на их конструкцию: металл—окисел—полупроводник (Metal—Oxide—Semiconductor FET, MOSFET).

2.2. Полевой транзистор с p - n -переходом

2.2.1. Конструкция

На рис. 2.1 схематически изображен n -канальный полевой транзистор с p - n -переходом и приведено его условное обозначение. К обоим концам крошечного бруска из кремния n -типа прикреплены выводы, образующие омические (невыпрямляющие) контакты. Область кремния p -типа, поме-

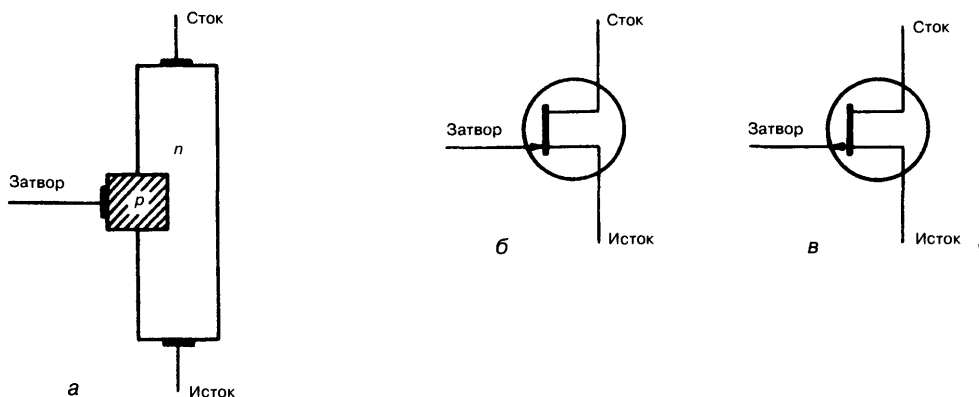


Рис. 2.1. Полевой транзистор с p - n -переходом:

а — схематическое изображение конструкции транзистора с каналом n -типа; *б*, *в* — обозначение транзисторов с каналом n -типа и с каналом p -типа соответственно.

щаемая на боковой поверхности бруска, образует p - n -переход. Контакт на нижнем конце бруска называется истоком, а контакт на верхнем конце бруска — стоком. Как это следует из названий, электроны движутся от истока к стоку, и управляет этим током напряжение, которое подается на p -область, называемую затвором.

В альтернативной конструкции с каналом p -типа затвор выполнен из материала n -типа. На рис. 2.1, в указано обозначение такого транзистора на схемах.

2.2.2. Принцип действия

Ток, текущий через транзистор с p - n -переходом, зависит от размера обедненного слоя на смещенном в обратном направлении переходе затвор—канал. На рис. 2.2 показана схема для тестирования n -канального полевого транзистора с p - n -переходом, на которой изображен также обедненный слой. Затвор легирован в значительно большей степени, чем брусок n -типа, так что обедненный слой почти полностью располагается в бруске. На затвор подается отрицательное напряжение смещения относительно истока (V_{GS}), заставляющее обедненный слой принять ту особую форму, которая показана на рисунке: слой шире вверху и уже внизу, так как сток поддерживается более положительным, чем исток. Чем шире обедненный слой, тем уже канал, по которому могут проходить электроны от истока к стоку, поскольку сам обедненный слой, лишенный свободных носителей, ведет себя как изолятор. Следовательно, при фиксированном напряжении сток—исток ток стока зависит от входного напряжения V_{GS} . На практике

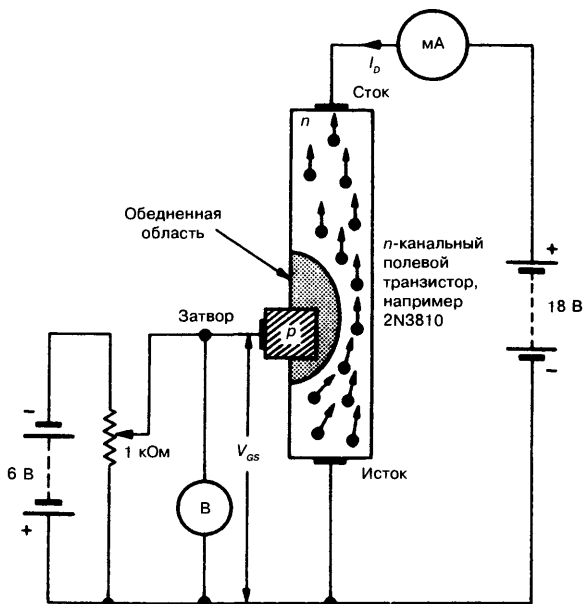


Рис. 2.2. Схема для тестирования n -канального полевого транзистора с p - n -переходом. В схематически изображенном транзисторе показан поток электронов, движущихся по каналу.

обычно области p -типа располагаются по обе стороны бруска n -типа, так что проводящий канал оказывается между двумя обедненными слоями. В отличие от биполярного транзистора ток, текущий по полевому транзистору с p - n -переходом, образуется только основными носителями. Поэтому такой транзистор иногда называют униполярным, и он в меньшей степени, чем биполярный транзистор, подвержен влиянию температуры и радиации, поскольку этими факторами определяется концентрация неосновных носителей.

У p -канальных полевых транзисторов с p - n -переходом, которые менее распространены, чем n -канальные, основными носителями в канале являются дырки. У таких транзисторов на сток подают отрицательное напряжение относительно истока, а на затвор — положительное напряжение относительно истока, смещающее p - n -переход в обратном направлении.

2.3. МОП-транзистор

На рис. 2.3, *а* показана принципиальная конструкция n -канального МОП-транзистора. Стоком и истоком являются области n -типа, сформированные в кремниевом бруске p -типа, который называют *подложкой*. Затвор представляет собой металлический электрод, изолированный от кремниевого бруска слоем оксида кремния.

Как показано на рисунке, МОП-транзистор включен в простую цепь, в которой на сток подано положительное напряжение относительно истока. В этих условиях ток через источник питания не течет, поскольку p - n -переход на стыке сток—подложка смещен в обратном направлении. Даже если бы сток и исток поменялись местами, ток все равно не протекал бы, так как p - n -переход на истоке был бы смещен в обратном направлении.

Рассмотрим теперь схему на рис. 2.3, *б*, где на затвор подано положительное напряжение относительно истока. Поле положительного затвора отталкивает дырки в подложке p -типа, в результате чего вблизи поверхности с изолирующим покрытием остается узкий канал n -типа. Этот узкий канал и обеспечивает проводимость между истоком и стоком.

Таким образом, при наличии некоторого положительного напряжения на затворе, поддерживающего транзистор в проводящем состоянии, величиной тока стока можно управлять, изменяя напряжение на затворе.

Итак, по принципу действия МОП-транзистор похож на полевой транзистор с p - n -переходом за исключением того, что последний проводит при нулевом напряжении на затворе и канал запирается только при подаче на затвор определенного отрицательного напряжения. Чтобы подчеркнуть различие между полевыми транзисторами этих двух типов, говорят, что описываемый сейчас МОП-транзистор работает в режиме *обогащения*, а транзистор с p - n -переходом — в режиме *обеднения*. Можно построить n -канальный МОП-транзистор, способный работать в режиме обеднения, обеспечив наличие встроенного канала n -типа между истоком и стоком даже при отсутствии смещения на затворе. Такой встроенный канал можно создать, вводя посредством диффузии примеси в подложку p -типа, однако обычно в этом нет необходимости: в изолирующем слое из оксида кремния имеются ловушки с захваченными положительными ионами, которые индуцируют

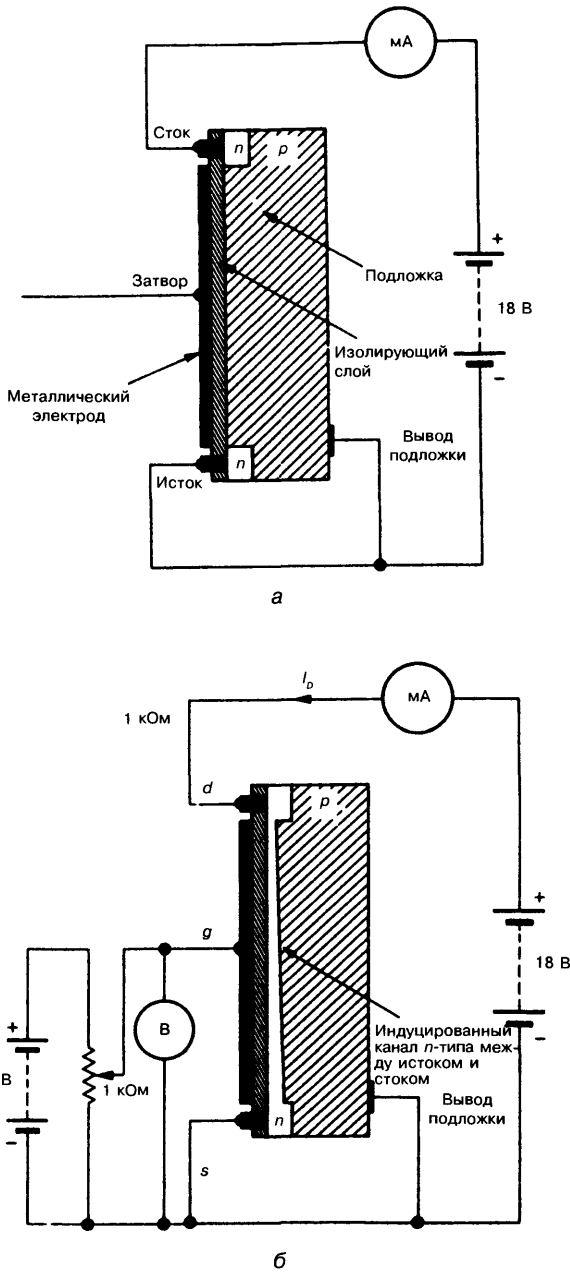


Рис. 2.3. *n*-канальный МОП-транзистор:

а — случай нулевого смещения на затворе; *б* — в результате подачи положительного напряжения на затвор в подложке индуцируется канал *n*-типа.

канал *n*-типа в подложке. В случае МОП-транзистора со встроенным каналом (с обеднением) можно использовать как отрицательные, так и положительные напряжения на затворе, поскольку затвор не образует *p-n*-перехода, который нужно поддерживать смещенным в обратном направлении.

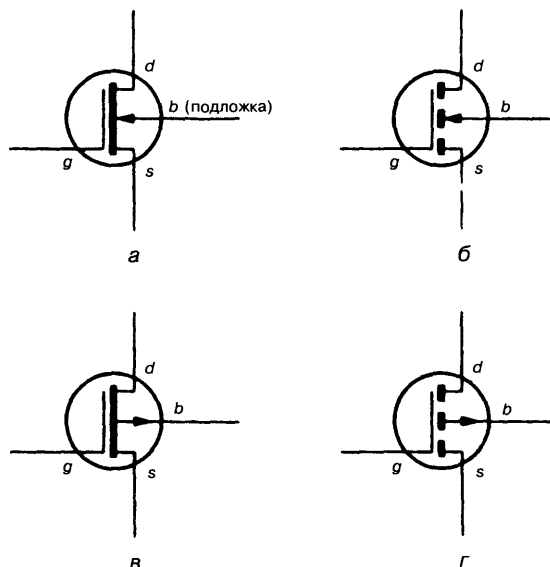


Рис. 2.4. Обозначения МОП-транзисторов:

a — *n*-канальный транзистор со встроенным каналом (с обеднением); *б* — *n*-канальный транзистор с индуцируемым каналом (с обогащением); *в* — *p*-канальный транзистор со встроенным каналом (с обеднением); *г* — *p*-канальный транзистор с индуцируемым каналом (с обогащением).

Подача положительного напряжения на затвор будет приводить к увеличению тока стока за счет расширения индуцируемого канала. Поэтому МОП-транзистор со встроенным каналом (с обеднением) является гибким электронным прибором, который может работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения.

Бывают также МОП-транзисторы с каналом *p*-типа. Подложка у них — *n*-типа, и, как правило, они являются транзисторами, работающими в режиме обогащения (с индуцируемым каналом). Им на сток обычно подают отрицательное напряжение относительно истока, и ток стока равен нулю, пока отрицательное относительно стока напряжение не приложено также к затвору.

На рис. 2.4 приведены обозначения МОП-транзисторов. На рис. 2.4, *a* показан *n*-канальный транзистор со встроенным каналом (с обеднением). Вывод подложки (часто обозначаемый буквой «*b*» от слова *bulk* — масса) снабжен стрелкой, указывающей тип проводимости канала. Обычно подложку соединяют с истоком, причем иногда это делается внутри транзистора. На рис. 2.4, *б* показан *n*-канальный МОП-транзистор с индуцируемым каналом (с обогащением), и в отличие от рис. 2.4, *a* канал указан прерывистой линией, подчеркивающей, что собственный проводящий канал между истоком и стоком в транзисторе отсутствует. На рис. 2.4, *в* и *г* показаны *p*-канальные МОП-транзисторы со встроенным и с индуцируемым каналами (с обеднением и с обогащением) соответственно; обратите внимание, что стрелка у вывода подложки направлена в противоположную сторону по сравнению с *n*-канальными транзисторами. В обозначениях всех МОП-транзисторов явным образом указывается, что затвор изолирован от канала.

2.4. Проходные характеристики полевых транзисторов

Точно так же, как на рис. 1.15 мы строили зависимость коллекторного тока биполярного транзистора от тока в базе, мы можем графически изобразить проходные характеристики полевых транзисторов различного типа. В данном случае речь идет о зависимости тока стока от напряжения затвор—исток. На рис. 2.5 показаны три таких графика для n -канальных транзисторов; согласно каждой из этих кривых, ток стока уменьшается, по мере того как потенциал затвора становится все более отрицательным. На рис. 2.5, *а* представлена проходная характеристика полевого транзистора с p - n -переходом, который, естественно, работает в режиме обеднения. На рис. 2.5, *а* построена характеристика МОП-транзистора со встроенным каналом (с обеднением), показывающая, что этот транзистор может также работать в режиме обогащения. Кривая на рис. 2.5, *в* относится к n -канальному транзистору с индуцируемым каналом (с обогащением). Подобные характеристики можно построить и для p -канальных транзисторов, за исключением того, что полярность напряжения затвор—исток должна быть противоположной.

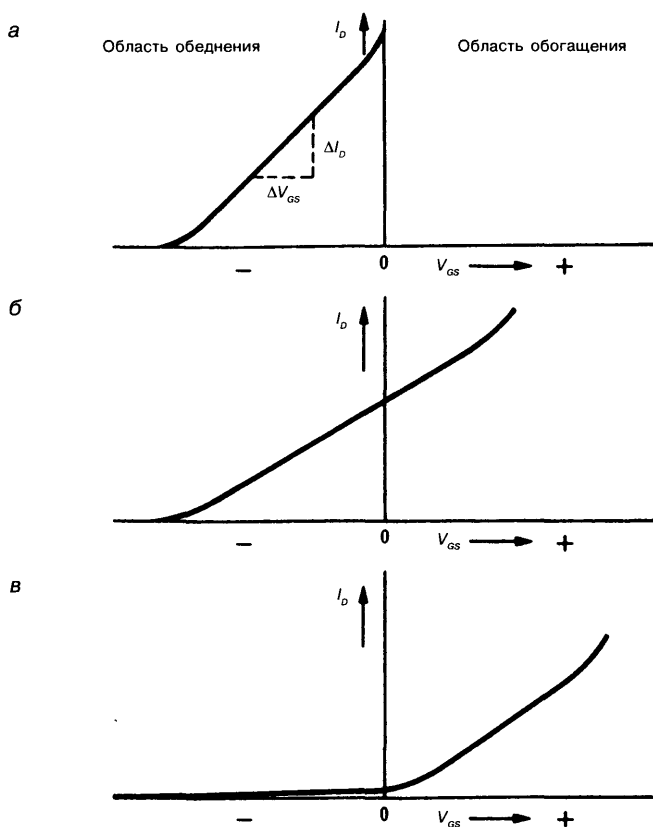


Рис. 2.5. Типичные проходные характеристики n -канальных полевых транзисторов. Представлены зависимости тока стока I_D от напряжения затвор—исток V_{GS} для: *а* — полевого транзистора с p - n -переходом; *б* — МОП-транзистора со встроенным каналом; *в* — МОП-транзистора с индуцируемым каналом.

2.5. Крутизна

Как можно судить о качестве полевого транзистора? В случае биполярного транзистора естественной характеристикой является коэффициент усиления тока, и его достоинство состоит в том, что он является простым безразмерным отношением токов. В случае полевого транзистора мы должны отразить тот факт, что *ток стока* I_D управляется *напряжением* V_{GS} между затвором и истоком. Таким образом, о способности транзистора усиливать нужно судить по величине отношения I_D/V_{GS} , которое, будучи отношением тока к напряжению, имеет размерность проводимости. Эта величина называется крутизной, обычно обозначается символами g_m или y_{fs} и находится как отношение приращения тока стока (ΔI_D) к приращению напряжения затвор—исток (ΔV_{GS}) (см. рис. 2.5, а). Поэтому имеем:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}.$$

Если I_D измеряется в миллиамперах, а V_{GS} — в вольтах, то величина g_m выражается в миллимо или в миллисименсах (мСм). Однако часто размерность указывается в мА/В; впрочем, используются также микросименсы (мкСм).

Таким образом, в случае, когда крутизна полевого транзистора равна 3 мСм, изменение напряжения затвор—исток на 1 В вызывает изменение тока стока на 3 мА.

2.6. Усилитель напряжения на полевом транзисторе

Как и в случае биполярного транзистора, в схеме усилителя напряжения должно иметь место преобразование выходного тока полевого транзистора в выходное напряжение. Для этого требуется резистор нагрузки. На рис. 2.6 показан простейший усилитель напряжения на основе недорогого полевого транзистора общего назначения 2N3819 (аналог КП303И. — *Примеч. перев.*), который является транзистором с *p-n*-переходом с каналом *n*-типа. Чтобы получить достаточно большое усиление напряжения, требуется довольно большое значение R_L (22 кОм), а это, в свою очередь, требует большого напряжения питания V_{DD} (18 В). В этой простой схеме управляющий *p-n*-переход смещен в обратном направлении в результате включения между затвором и истоком батарейки с небольшим напряжением 1,5 В. Это неудобно и является недостатком такой схемы, так как предполагает, что для получения заданного тока стока в любом транзисторе типа 2N3819 требуется точно одно и то же напряжение смещения. На самом деле это далеко не так, и поэтому может случиться, что данная схема не будет работать с некоторыми экземплярами транзисторов.

На рис. 2.7 представлена улучшенная схема с *автоматическим* смещением затвора. Потенциал истока поддерживается положительным относительно земли за счет резистора R_S , тогда как затвор привязан к земле резистором R_G (несмотря на большое значение R_G , затвор имеет потенциал земли, так как ток, текущий по R_G , пренебрежимо мал). В этом случае напряжение на затворе фактически является отрицательным относительно истока. При этом

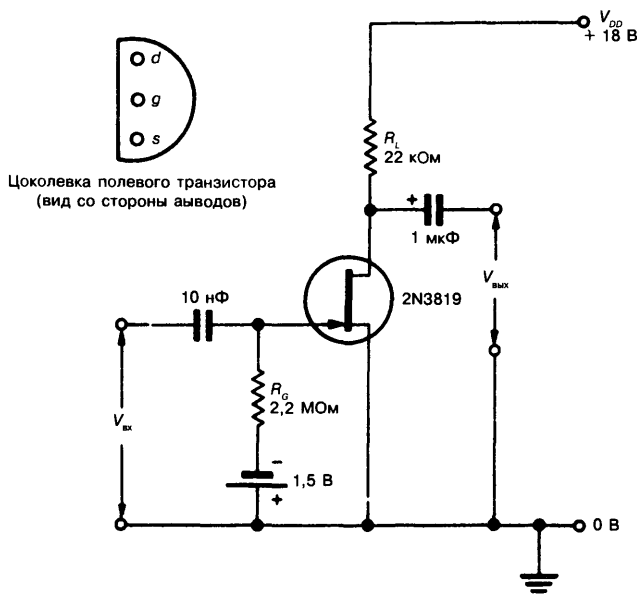


Рис. 2.6. Простой усилитель напряжения на полевом транзисторе с отдельным источником смещения в цепи затвора.

смещение зависит от тока истока. Если ток истока растет, то напряжение на R_G увеличивается, и смещение, таким образом, растет по абсолютной величине, в результате чего транзистор подзапирается, и это сдерживает увеличение тока истока. Такая схема допускает изменение в широких пределах напряжения смещения для отдельных экземпляров транзисторов типа 2N3819 и всегда оказывается работающей удовлетворительно.

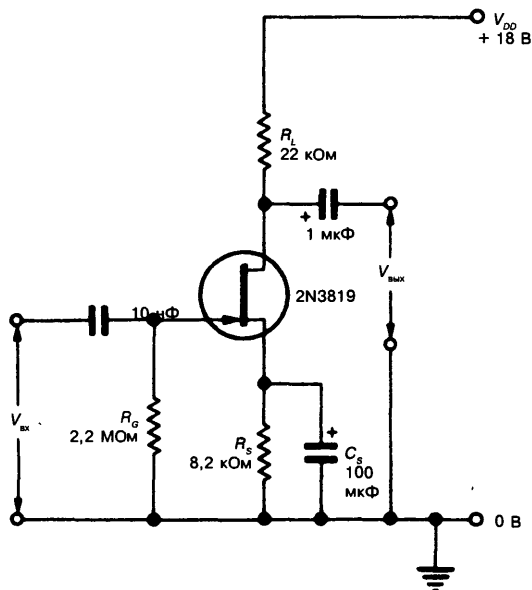


Рис. 2.7. Стандартный усилитель напряжения на полевом транзисторе с резистором в цепи истока, за счет которого возникает необходимое смещение затвора.

Конденсатор большой емкости C_s предотвращает появление переменного сигнала на истоке, которое привело бы к уменьшению усиления за счет отрицательной обратной связи. Коэффициент усиления напряжения в такой схеме обычно оказывается в пределах от 20 до 30.

Если отсоединить резистор R_G от затвора и наблюдать напряжение на стоке с помощью вольтметра постоянного тока, непосредственно включенного между стоком и землей, конструкция в целом будет вести себя как неточный, но чувствительный электрометр, регистрирующий электрический заряд на затворе. Это оказывается возможным по той причине, что ток затвора ничтожно мал и потенциал затвора определяется находящимся на нем зарядом.

2.7. Практические применения МОП-транзисторов

2.7.1. Усилитель с большим входным сопротивлением

На основе МОП-транзистора можно построить еще лучший электрометр, чем на полевом транзисторе с p - n -переходом. Кроме того, хорошим усилителем будет простая схема на n -канальном МОП-транзисторе типа той, какая приведена на рис. 2.6: поскольку МОП-транзистор может работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения, нет необходимости в источнике смещения, а резистор R_G нужно непосредственно подключить к земле. Ток утечки затвора очень мал (<1 пА), поэтому R_G можно взять очень большим, вплоть до 10^{12} Ом, если это требуется, тогда как наибольшее значение R_G в случае полевого транзистора с p - n -переходом составляет около 10^8 Ом (100 мОм).

2.7.2. Схемы большой мощности

Применения МОП-транзисторов никоим образом не ограничиваются случаем малых сигналов. В усилителях мощности и в мощных регуляторах широко применяются МОП-транзисторы с токами до нескольких сотен ампер.

В этой связи стоит упомянуть о составляющей единое целое комбинации МОП-транзистора с биполярным транзистором, называемой *биполярным транзистором с изолированным затвором* (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT). В такой конструкции оказываются объединенными управление напряжением за счет свойств МОП-транзистора и малое падение напряжения в режиме замыкания ключа за счет насыщения в биполярном транзисторе. Таким образом можно, например, управлять двигателем, потребляющим сотни ампер, подавая 5-вольтовые импульсы от цифровой логической схемы.

2.7.3. Меры предосторожности в отношении статического электричества

Изоляция затвора в МОП-транзисторе, обеспечивающая малый ток утечки, означает, что такой транзистор очень уязвим по отношению к статическим зарядам, из-за которых могут возникать большие напряжения на затворе и

может произойти пробой изоляции. Поэтому производители МОП-транзисторов поставляют их с выводами, замкнутыми накоротко металлическим хомутиком или кусочком проводящего пенопласта. Предпочтительнее всего не удалять эту перемычку, пока транзистор не будет надежно впаян в схему. Если в схеме существует риск возникновения чрезмерно больших напряжений на затворе, то между затвором и землей следует включить цепь защиты (например, пару стабилитронов, включенных навстречу друг другу; см. разд. 10.13). К сожалению, этот прием приводит к шунтированию очень большого собственного входного сопротивления МОП-транзистора. У некоторых МОП-транзисторов имеются встроенные защитные диоды, и поэтому они в меньшей степени подвержены пробую, нежели незащищенные МОП-транзисторы.

2.7.4. Интегральные микросхемы

Из-за простоты своей конструкции МОП-транзисторы занимают очень мало места на кремниевой подложке, так что в одну *интегральную микросхему* можно поместить много тысяч таких транзисторов. Поэтому сложные микросхемы, такие как микропроцессоры и компоненты памяти, бывают выполнены по МОП-технологии. В схемах, носящих название *комплиментарной* МОП-логики (КМОП; Compiemetary MOS, CMOS), используется чрезвычайно большое входное сопротивление МОП-транзисторов, за счет чего достигается выигрыш, выражающийся в потреблении исключительно малой мощности по сравнению с эквивалентными схемами на биполярных транзисторах. Эти вопросы обсуждаются в дальнейшем в гл. 13 и 14, где рассмотрены принцип действия и применение цифровых схем и микропроцессоров.

ГЛАВА 3

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВАЯ ТРУБКА

3.1. Введение

Электронная лампа была первым активным (усиливающим) элементом в электронике. Сегодня использование электронных ламп для усиления малых сигналов выглядит устаревшим. Однако они все еще находят применение в тех случаях, когда речь идет о больших напряжениях или о высокочастотных сигналах большой мощности. Кроме того, у любителей музыки популярны ламповые усилители звуковой частоты с присущими им особенностями. В частности, плавное изменение характеристик схемы вблизи перегрузок может создавать субъективное впечатление чистоты звука большой силы. Вот почему инженеру в области электроники полезно иметь, по крайней мере, элементарное представление о лампах и ламповых схемах. В этой главе дается краткий обзор схем на электронных (вакуумных) лампах, включая описание той из них, которая до сих пор используется очень широко, а именно электронно-лучевой трубки.

3.2. Термоэлектронная эмиссия

В начале 80-х годов XIX века Томас Эдисон, занимаясь осветительными приборами с угольной нитью накала, обратил внимание на почернение стеклянного баллона после нескольких часов работы такого устройства. Пытаясь перехватить хотя бы часть частиц, образующих почернение, он запаял внутрь одной из своих ламп металлическую пластину и удивился, обнаружив, что при подаче на эту пластину положительного напряжения относительно нити накала в цепи течет ток. В течение последующих 20 лет никто не знал, что ток в этом «эффекте Эдисона» обусловлен электронами, испускаемыми нагретой нитью и улавливаемыми положительно заряженной пластиной. Чтобы описать этот процесс теплового освобождения частиц, был придуман термин *термоионная* эмиссия, а сами свободные частицы стали называть *термоионами*. Хотя сегодня слово «ион» означает «атом, потерявший или приобретший электрон», его первоначальное значение было много шире и просто означало любую свободно передвигающуюся частицу (по-гречески ион — «идущий»).

3.3. Ламповый диод

Примерно в то же время, когда Эдисон обнаружил почернение баллонов осветительных ламп, это явление исследовал также Амброз Флеминг, занимавшийся усовершенствованием детектора Маркони для обнаружения ра-

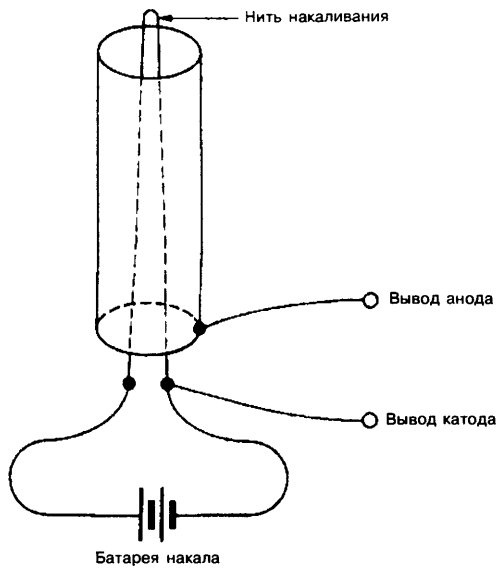


Рис. 3.1. Схематическое изображение лампового диода Флеминга. Катод и анод заключены в откачанный стеклянный баллон.

диодов. В 1904 году он запатентовал свою «пульсирующую» лампу, названную так по той причине, что она позволяет пропускать ток только в одном направлении.

На рис. 3.1 показано схематическое изображение лампового диода (двух-электродной лампы), как теперь принято называть изобретение Флеминга. Нить накаливания окружена свернутой в цилиндр *пластиной*, обычно называемой *анодом*, поскольку ее потенциал, как правило, поддерживается положительным по отношению к нити. Аналогично нить обычно называют *катодом*. На рис. 3.2 приведено обозначение диода на схемах, где явным образом указаны катод и анод.

На рис. 3.3 показана вольт-амперная характеристика лампового диода, причем можно заметить, что она похожа на характеристику *p-n*-перехода,

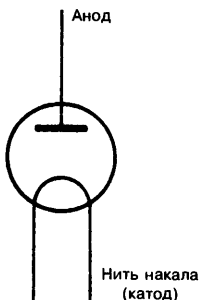


Рис. 3.2. Условное обозначение лампового диода.

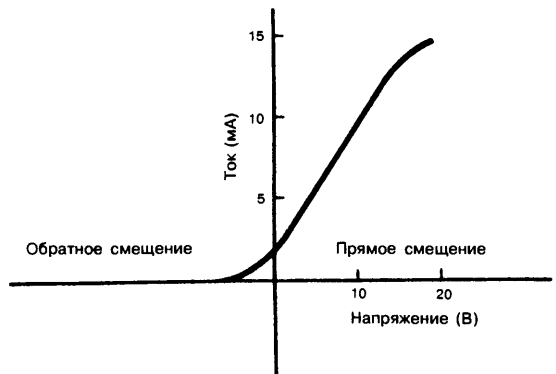


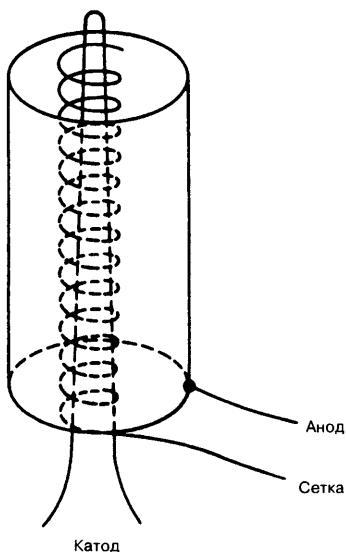
Рис. 3.3. Типичная вольт-амперная характеристика матомощного лампового диода.

приведенную на рис. 1.11. В отличие от p - n -перехода, в ламповом диоде небольшой ток течет в прямом направлении при нулевом напряжении на диоде. Это происходит потому, что нить испускает электроны, отрывающиеся от интенсивно колеблющихся при высокой температуре атомов, и электроны имеют при этом определенную скорость. Малая доля этих электронов достигает анода даже в отсутствие способствующего этому электрического поля.

Когда на анод подается небольшое положительное напряжение, большее число электронов притягивается им. Однако не все электроны, эмитированные катодом, достигают анода, так как большое облако электронов между катодом и анодом действует как отрицательный пространственный заряд, оказывающий отталкивающее действие на испускаемые катодом электроны. Можно сказать, что этот эффект торможения подобен действию обедненного слоя в полупроводниковом p - n -переходе. По мере того как на анод подается все большее положительное напряжение, эффект пространственного заряда ослабевает, и все большее и большее число электронов достигает анода.

Если анод сделать отрицательным относительно катода, то электроны, испускаемые катодом, будут отталкиваться обратно к катоду, и в конце концов ток вовсе перестает течь, когда отрицательное напряжение на аноде становится равным нескольким вольтам. Обратите внимание, что при хорошем вакууме отсутствуют *неосновные носители*, которые могли бы вызвать обратный ток утечки. Все же из-за остатков газа в откачанном баллоне и из-за утечки по поверхности стекла какой-то обратный ток существует. Но этот ток совершенно другой природы по сравнению с p - n -переходом, где наличие неосновных носителей теплового происхождения непосредственно влияет на работу этого полупроводникового прибора.

3.4. Ламповый триод

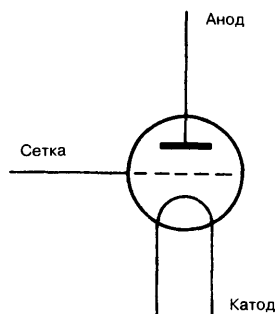


Чтобы можно было управлять анодным током и, таким образом, получить усиливающий термоэлектронный прибор, нужно было добавить что-то вроде дополнительного электрода. Первым это сделал в 1907 году Ли де Форест, который сконструировал лампу с проволоочной решеткой, или *сеткой*, между катодом и анодом. Это трехэлектродное устройство, или *триод*, показано на рис. 3.4; на рис. 3.5 приведено его условное обозначение на схемах.

Обычно сетка поддерживается отрицательной по отношению к катоду, и, будучи тако-

Рис. 3.4. Схематическое изображение конструкции лампового триода.

Рис. 3.5. Условное обозначение лампового триода на схемах.



вой, она отталкивает обратно к катоду часть эмиттированных им электронов, позволяя лишь определенной доле электронов достигать анода, проходя через отверстия в решетке. Чем более отрицательным становится напряжение на сетке, тем в большей степени проявляется ее отталкивающее действие и тем меньшим становится анодный ток. В конце концов, достигается точка *отсечки*, когда электроны не достигают анода и ток падает до нуля. В этом смысле лампа ведет себя подобно полевому транзистору: и в триоде, и в полевом транзисторе мы имеем выходной *ток*, управляемый входным *напряжением*. Типичная проходная характеристика лампового триода показана на рис. 3.6; интересно сравнить ее с графиком на рис. 2.5, а для полевого транзистора. Как и в случае с полевым транзистором, передаточная способность лампы определяется ее крутизной g_m , где применительно к лампе

$$g_m = \frac{\text{изменение анодного тока}}{\text{изменение напряжения на сетке}} = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \text{ (обычно в мА/В)}.$$

Крутизну иногда называют *взаимной* проводимостью; действительно, так можно сказать, исходя из приведенного определения величины g_m , но это совершенно неуместно. Соотношение взаимности подразумевает обоюдную зависимость, а это не применимо ни к лампе, ни к полевому транзистору: хотя напряжение на сетке или на затворе и управляет током анода или стока, обратного действия нет, и название крутизна (буквально — сквозная проводимость) является предпочтительным.

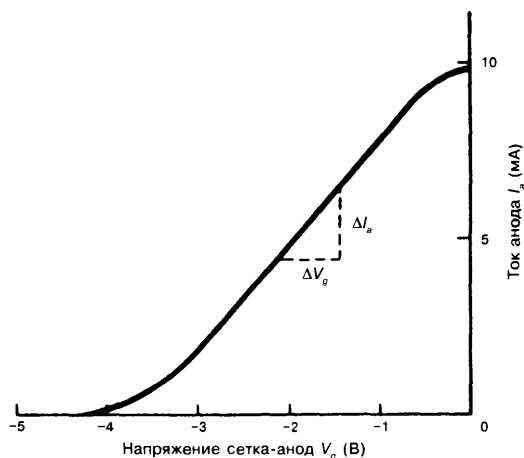


Рис. 3.6. Типичная проходная характеристика маломощного триода. Обычно на сетку не подают положительного напряжения.

3.5. Усовершенствование катода

Как уже упоминалось, первоначально в лампах применялись раскаленные добела нити накаливания из вольфрама. Для достижения желаемой эмиссии электронов была необходима температура нити в 2300 К; такая *ярко горящая* лампа потребляла значительную мощность на подогрев нити накала и имела сравнительно короткий срок жизни. Вскоре было обнаружено, что нити, покрытые оксидами бария и стронция, обильно испускают электроны всего лишь при 1000 К (красное каление). Таким образом, «тускло горящая» лампа с ее оксидированным катодом становится стандартом.

В ранних ламповых конструкциях как для анодного питания, так и для подогрева катода применялись источники постоянного напряжения: в первом случае это были источники *высокого напряжения*, а во втором — низкого. Однако значительно удобнее было осуществлять подогрев катода переменным током, беря его напрямую от силового трансформатора. В связи с подогревом катода от источника переменного тока возникли две проблемы. Во-первых, температура нити накала могла колебаться в такт с частотой переменного напряжения, вызывая флуктуации электронного тока с частотой 100 Гц при частоте сети 50 Гц. Во-вторых, часть переменного напряжения, питающего нить накала, оказывалась наложенной на входной сигнал, поскольку входное напряжение подается между сеткой и катодом, создавая во входном сигнале «фон» с частотой 50 Гц.

Обе эти проблемы преодолеваются при использовании катодов с *косвенным подогревом* (подогревных катодов. — *Примеч. перев.*), которые стали применяться во всех маломощных лампах. В соответствии с названием катод делают электрически изолированным от нити накала, что позволяет избежать прямого попадания напряжения сети во входную цепь. Обычно подогреватель изготавливают из вольфрамовой проволоки, покрытой тугоплавким изолирующим материалом и помещенной в тонкий полый ни-

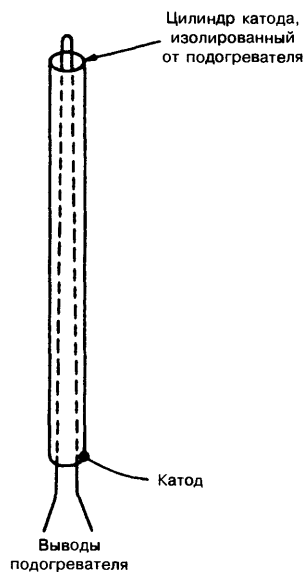


Рис. 3.7. Схематическое изображение подогревного катода в увеличенном масштабе.

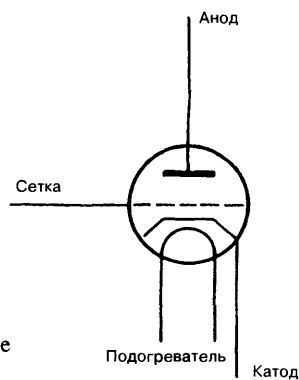


Рис. 3.8. Условное обозначение триода с подогревным катодом.

келевый цилиндр, который, будучи покрыт окислами бария и стронция в необходимом для эффективной эмиссии количестве, является собственно катодом. Такая конструкция в целом обладает значительно большей теплоемкостью, нежели простая нить накала, и, таким образом, позволяет избежать тепловой модуляции тока катода при питании от источника переменного тока. Недостатком большой теплоемкости является необходимость затрачивать от 10 до 30 секунд на достижение рабочей температуры, и поэтому у ламповой аппаратуры имеется определенное время «разогрева». На рис. 3.7 показан подогревной катод, а на рис. 3.8 — условное обозначение триода с таким катодом. На схемах цепь накала часто опускают.

3.6. Усилитель напряжения на триоде

Схема усилителя напряжения на триоде похожа по своему виду на схему с полевым транзистором (см. рис. 2.7). Такая схема приведена на рис. 3.9. В ней применен двойной триод ECC83 (12AX7), то есть лампа, у которой ради экономии в один баллон помещены два триода. Можно воспользоваться любой половиной этого двойного триода, принимая во внимание цоколевку, указанную на рис. 3.10 (цоколь типа В9А). Нагреватели (нити накала. — *Примеч. перев.*) можно включать последовательно, подавая 12,6 В между выводами h_1 и h_2 , или параллельно, как это чаще всего и делают, соединяя h_1 и h_2 вместе и подавая 6,3 В между точкой их соединения и выводом h_{tap} .

Как и в случае других усилителей напряжения, уже рассмотренных нами, выходным сигналом является напряжение на резисторе нагрузки R_L . Катодный резистор R_K выполняет ту же функцию, что и резистор в цепи истока в усилителе на полевом транзисторе на рис. 2.7; на этом резисторе падает

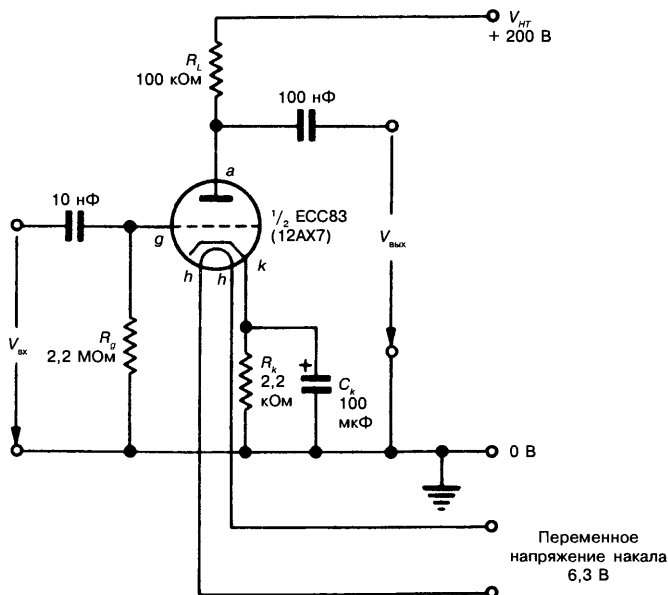


Рис. 3.9. Усилитель напряжения на триоде.

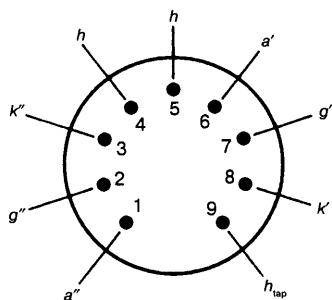


Рис. 3.10. Цоколевка лампы ECC83 (вид снизу на цоколь типа В9А). Одиночные штрихи (') относятся к первому триоду, двойные штрихи (") — ко второму.

постоянное напряжение (типичное значение 2 В), в результате чего на катode поддерживается небольшое положительное напряжение относительно земли; поэтому сетка оказывается нужным образом смещенной, чтобы работать на линейном участке проходной характеристики (вида, указанного на рис. 3.6). Говорят, что в

такой схеме имеет место автоматическое смещение сетки. Блокировочный конденсатор емкостью 100 мкФ предотвращает появление на катодном резисторе переменного сигнала, который, вычитаясь из входного сигнала, вызывал бы уменьшение усиления (отрицательная обратная связь).

Подобно полевому транзистору, лампа является управляемым напряжением прибором, у которого входной ток пренебрежимо мал. Поэтому ламповым схемам присуще высокое входное сопротивление, и они пригодны для усиления сигналов от пьезоэлектрического и конденсаторного микрофонов. Необходимость применения высоковольтного питания с напряжением 200 В является недостатком, но зато на выходе можно получать большие по амплитуде сигналы без отсечки сверху и без ограничения снизу. Характеристики триода заметно отличаются от характеристик полевого или биполярного транзистора тем, что вместо внезапного наступления отсечки и насыщения при достижении выходным сигналом потенциала шины высоковольтного питания и при его уменьшении до потенциала земли происходит постепенное искажение формы сигнала по мере его увеличения. Тем не менее в схеме, приведенной на рис. 3.9, можно получать выходные сигналы с размахом порядка 100 В без существенных искажений. Типичное значение коэффициента усиления напряжения — 30.

3.7. Тетрод и пентод

В 1920-е годы, когда триоды уже широко применялись в радиоаппаратуре для целей усиления, стало ясно, что их характеристики на частотах выше нескольких десятков килогерц оставляют желать лучшего. На этих частотах усиление быстро падало, и, в отдельных случаях, усилители могли возбуждаться, становясь сами по себе источниками паразитных сигналов. Усиление в области высоких частот более полно обсуждается в гл. 7, где будет показано, что одни и те же проблемы возникают как в транзисторных, так и в ламповых схемах. Главная причина плохого поведения триодов на высоких частотах заключается в емкостях между анодом и сеткой. Чтобы преодолеть это затруднение, была введена вторая сетка между управляющей сеткой и анодом. Эта вторая сетка, или *экранная сетка*, служит электростатическим экраном между анодом и сеткой. Для поддержания потока электронов на нее подается постоянное положительное напряжение, подобно тому как оно подается на анод, однако с помощью конденсатора вторую сетку соединяют с землей, так что с точки зрения переменного сигнала она

является заземленным экраном. Таким образом, мы пришли к ламповому тетроду, условное обозначение которого приведено на рис. 3.11.

Когда электроны ударяются в анод лампы, они могут выбивать другие электроны и вызывать то, что называют *вторичной эмиссией* (динатронным эффектом. — *Примеч. перев.*). Недосток тетрода состоит в том, что эти вторичные электроны могут попадать на экранную сетку, отнимая у анода часть тока и приводя к нежелательному «излому» анодной характеристики. Один из способов преодоления этой неприятности состоит в том, чтобы сформировать из электронов, движущихся в сторону анода, направленный пучок (луч), применяя для этого специальные пластины. Результатом будет наличие мощного отрицательного пространственного заряда, который станет отталкивать вторичные электроны обратно к аноду. Такие лампы известны как *лучевые тетроды* и используются в мощных выходных каскадах в аппаратуре звукового диапазона (например, KT88, 6L6).

Другое решение проблемы, связанной со вторичной эмиссией, состоит во введении между экранной сеткой и анодом еще одной сетки (антидинатронной сетки. — *Примеч. перев.*), *подавляющей* вторичную эмиссию. Эта третья сетка обычно соединяется либо с катодом, либо с землей, так что она отталкивает вторичные электроны, позволяя в то же время потоку электронов с большой энергией проходить от экранной сетки к аноду. Такая пятиэлектродная лампа называется *пентодом*; ее условное обозначение приведено на рис. 3.12.

Хотя первоначально пентод предназначался для удовлетворения нужд усиления в области высоких частот, оказалось, что он вообще обладает более полезными характеристиками, чем триод, за исключением немного большего уровня шума. Поэтому пентод широко используется для усиления и на высоких, и на низких частотах. Полезно отметить, что, несмотря на наличие одинакового числа электродов у лампового триода и у полевого транзистора, характеристики последнего больше похожи на характеристики пентода, нежели на характеристики триода.

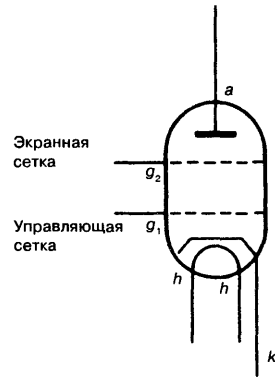


Рис. 3.11. Ламповый тетрод.

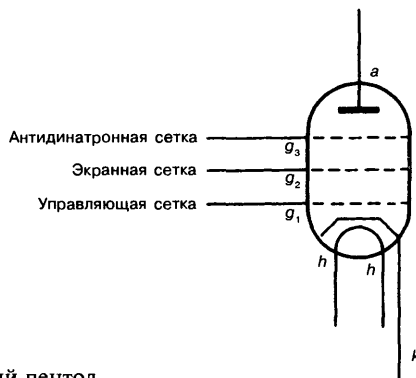


Рис. 3.12. Ламповый пентод.

3.8. Усилитель напряжения на пентоде

Схема усилителя напряжения на малошумящем пентоде EF86 приведена на рис. 3.13. Эта схема дает усиление напряжения, равное примерно 300, и является характерной для большого числа ламповых устройств звукового диапазона. Заметьте, что антидинатронная сетка (g_3) соединена с катодом, а блокировочный (развязывающий) конденсатор емкостью 100 нФ замыкает экранную сетку (g_2) на землю по переменному току.

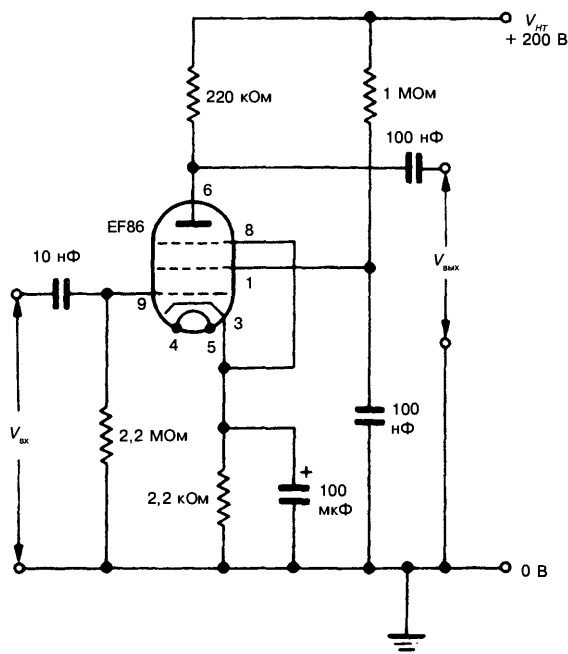


Рис. 3.13. Усилитель напряжения на пентоде. Номера выводов соответствуют ламповому цоколю типа В9А, приведенному на рис. 3.10.

3.9. Переключающие схемы на лампах

Если лампа должна быть использована в режиме переключений, то, как правило, пентод предпочтительнее триода, так как у него значительно четче выражено состояние ограничения снизу, когда он полностью открыт.

При проектировании переключающих схем, которым предстоит работать с напряжениями больше 500 В или около того, стоит подумать скорее о ламповом пентоде, а не о транзисторе, особенно в экспериментальной установке, где могут происходить неожиданные скачки напряжения. При скачке, превосходящем номинальное предельное напряжение, транзистор будет, как правило, сразу выходить из строя, тогда как лампа, в которой нет уязвимых $p-n$ -переходов, не так чувствительна к подобному безжалостному обращению с ней и может пережить даже внутренний пробой.

При применении ламп в переключающих схемах следует обращаться к справочникам и выбирать лампу так, чтобы она могла работать с нужным током. Следует с помощью резисторов предусмотреть ограничение анодно-

го и экранного токов указанными в справочнике предельными значениями. Лампа открыта, когда напряжение между сеткой и катодом равно нулю. Величина отрицательного напряжения сетка-катод, при котором происходит отсечка анодного тока, зависит от типа лампы, но обычно лежит в пределах от -3 до -40 В.

3.10. Электронно-лучевая трубка

3.10.1. Конструкция и принцип действия

Электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) является тем термоэлектронным прибором, который похоже, не собираются выводить из употребления в ближайшем будущем. ЭЛТ используется в осциллографе для наблюдения электрических сигналов и, конечно, в качестве кинескопа в телевизионном приемнике и монитора в компьютере и радиолокаторе.

ЭЛТ состоит из трех основных элементов: электронной пушки, являющейся источником электронного луча, отклоняющей луч системы, которая может быть электростатической или магнитной, и люминесцентного экрана, испускающего видимый свет в месте падения электронного луча. Все существенные черты ЭЛТ с электростатическим отклонением отражены на рис. 3.14.

Катод испускает электроны, и они летят в сторону первого анода A_1 , на который подается положительное относительно катода напряжение в несколько тысяч вольт. Поток электронов регулируется сеткой, отрицательное напряжение на которой определяется требуемой яркостью. Электронный луч проносится сквозь отверстие в центре первого анода, а также сквозь второй анод, на котором действует немного большее положительное напряжение, чем на первом аноде.

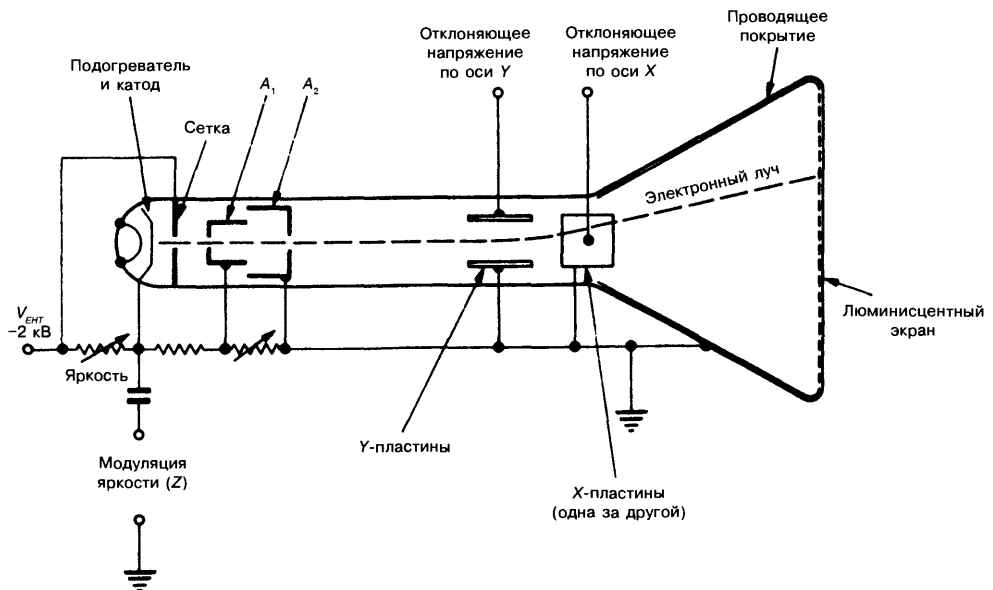


Рис. 3.14. ЭЛТ с электростатическим отклонением. На упрощенной схеме, подключенной к ЭЛТ, показаны регуляторы яркости и фокуса.

Назначение двух анодов состоит в том, чтобы создать между ними электрическое поле с силовыми линиями, искривленными так, чтобы все электроны луча сходились в одном месте на экране. Разность потенциалов между анодами A_1 и A_2 подбирается с помощью регулятора фокуса таким образом, чтобы получить на экране четко сфокусированное пятно. Эту конструкцию из двух анодов можно рассматривать как электронную линзу. Подобным образом можно создать магнитную линзу, приложив магнитное поле; в некоторых ЭЛТ фокусировка осуществляется именно так. С большим эффектом этот принцип используется также в электронном микроскопе, где может быть применена комбинация электронных линз, обеспечивающая очень большое увеличение с разрешающей способностью, в тысячу раз лучшей, чем у оптического микроскопа.

После анодов электронный луч в ЭЛТ проходит между отклоняющими пластинами, к которым можно прикладывать напряжения для отклонения луча в вертикальном направлении в случае пластин Y и в горизонтальном направлении в случае пластин X . После отклоняющей системы луч попадает на люминесцентный экран, то есть на поверхность, покрытую *люминофором*.

На первый взгляд, электронам некуда деваться после того, как они ударятся об экран, и можно подумать, что отрицательный заряд на нем будет расти. В действительности этого не происходит, так как энергии электронов в луче достаточно, чтобы вызвать «брызги» вторичных электронов из экрана. Эти вторичные электроны собираются затем проводящим покрытием на стенках трубки. На самом деле с экрана обычно уходит так много заряда, что на нем самом возникает положительный по отношению ко второму аноду потенциал в несколько вольт.

Электростатическое отклонение является стандартом для большинства осциллографов, но это неудобно в отношении больших ЭЛТ, используемых в телевидении. В этих трубках с их огромными экранами (до 900 мм по диагонали) для обеспечения желаемой яркости требуется разгонять электроны в луче до больших энергий (типичное напряжение высоковольтного

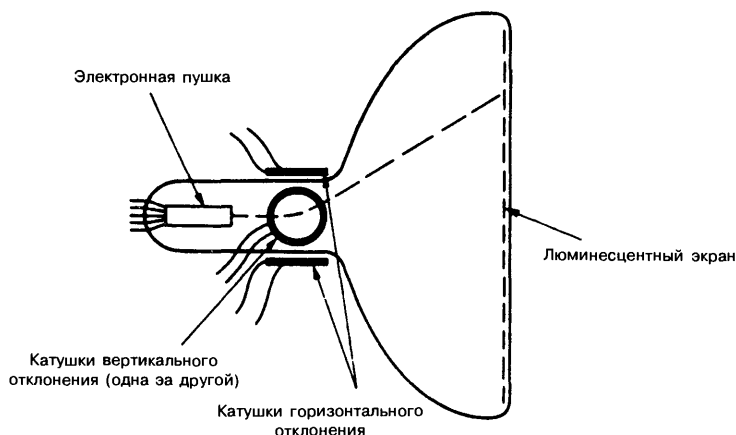


Рис. 3.15. Принцип действия магнитной отклоняющей системы, используемый в телевизионных трубках.

источника 25 кВ). Если бы в таких трубках с их очень большим углом отклонения (110°) применялась бы электростатическая система отклонения, то понадобились бы чрезмерно большие отклоняющие напряжения. Для таких приложений стандартом является магнитное отклонение. На рис. 3.15 показана типичная конструкция магнитной отклоняющей системы, где для создания отклоняющего поля используются пары катушек. Обратите внимание на то, что оси катушек *перпендикулярны* направлению, в котором осуществляется отклонение, в отличие от осевых линий пластин в электростатической отклоняющей системе, которые *параллельны* направлению отклонения. Это различие подчеркивает, что в электрическом и магнитном полях электроны ведут себя по-разному.

3.10.2. Люминофоры

Существует множество люминофоров для ЭЛТ. С точки зрения оптической яркости при заданном токе в луче самыми эффективными, как правило, являются зеленый и сине-зеленый, и именно эти цвета чаще всего можно видеть на экране осциллографа. Некоторые люминофоры характеризуются очень быстрым затуханием свечения после выключения луча (люминофоры с малым *послесвечением*), тогда как у других послесвечение является длительным и составляет многие секунды. Медленное затухание может быть ценным при наблюдении низкочастотных и переходных процессов; в радиолокаторах старшего поколения также применялись трубки с длительным послесвечением. Однако сегодня в большинстве мониторов, с помощью которых наблюдают нестационарные процессы, для регистрации сигналов используется цифровая память. Если считывать сигнал с большой скоростью, то можно применять люминофоры с малым послесвечением, и мерцания не будет. Лучшее изображение получается именно с такими люминофорами, поскольку обычно они дают большую яркость, чем люминофоры с длительным послесвечением, и вероятность того, что в процессе работы произойдет их обесцвечивание, меньше.

В телевизионных кинескопах применяются люминофоры с малым послесвечением, чтобы избежать смазывания движущихся изображений.

Для воспроизведения цветных изображений и графики используются красный, зеленый и синий люминофоры, в возможно большей степени приближенные к трем основным цветовым составляющим. В самых распространенных цветных трубках, а именно в трубках с *теневого маски*, экран представляет собой регулярную структуру из групп (*триад*) точек люминофора, причем каждая группа содержит красную, зеленую и синюю точки, составляющие треугольное образование. В трубке имеются три электронные пушки, одна из которых высвечивает точки с красным люминофором, другая — с зеленым и третья — с синим. Как и следовало ожидать, для высвечивания каждой из пушек только своих собственных точек люминофора необходимо их чрезвычайно точное взаимное расположение. Это достигается с помощью теневой маски, представляющей собой большую металлическую пластину, укрепляемую непосредственно позади экрана, с очень точной структурой просверленных в ней отверстий или щелей. На каждую группу из трех точек люминофора приходится одно отверстие. На рис. 3.16

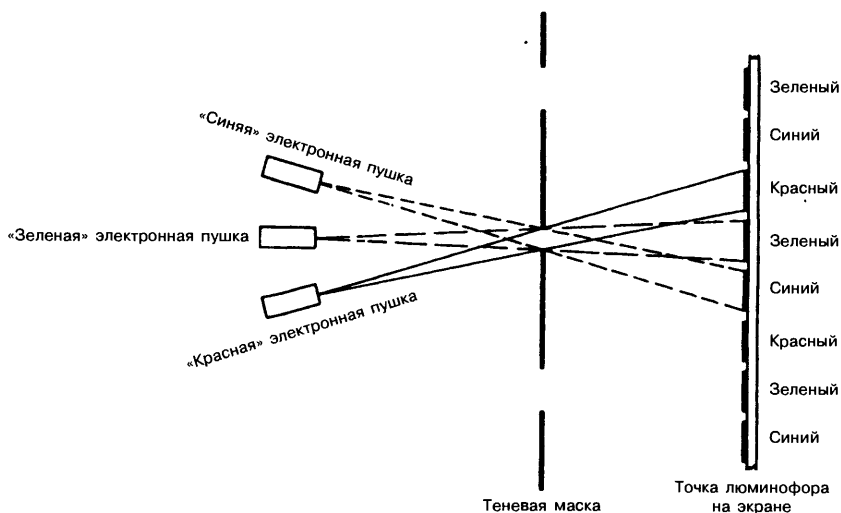


Рис. 3.16. Схематическое изображение теневого маски в разрезе, поясняющее принцип действия цветного кинескопа (не в масштабе).

в упрощенном виде показаны три электронные пушки и одна группа точек люминофора с относящимся к ней отверстием в теневого маске. Как можно видеть из рисунка, теньевая маска позволяет красной пушке высвечивать только красную точку, зеленой пушке — зеленую точку и синей пушке — синюю точку. Изменяя относительную интенсивность трех электронных лучей, можно создать любой цвет в любом месте экрана.

ГЛАВА 4

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

4.1. Принципы обратной связи

Отрицательная обратная связь является одним из самых фундаментальных понятий в жизни. Простой эксперимент иллюстрирует это утверждение: закройте глаза и затем сведите указательные пальцы так, чтобы они кончиками коснулись друг друга. Вы, вероятно, промахнетесь. Закрыв глаза, вы разомкнули петлю обратной связи, которая жизненно важна для большинства действий человека. Чтобы выполнить то или иное действие точно, мы должны иметь возможность видеть, что мы делаем, и, таким образом, вносить небольшие поправки по мере того, как это оказывается необходимым. В действительности, мы берем результат действия (с выхода) и возвращаем его обратно (на вход) мысленному «предписанию» или намерению так, чтобы выход (результат действия) сделать равным входу. Другими словами, вы заставляете результат точно соответствовать намерению.

Примеры отрицательной обратной связи можно найти также в технике. Одним из самых очевидных примеров является регулятор, с помощью которого у вращающихся механизмов поддерживается постоянная скорость вращения. Наиболее эффектны регуляторы, стоявшие, как правило, на старых паровых машинах, служивших первыми источниками движущей силы

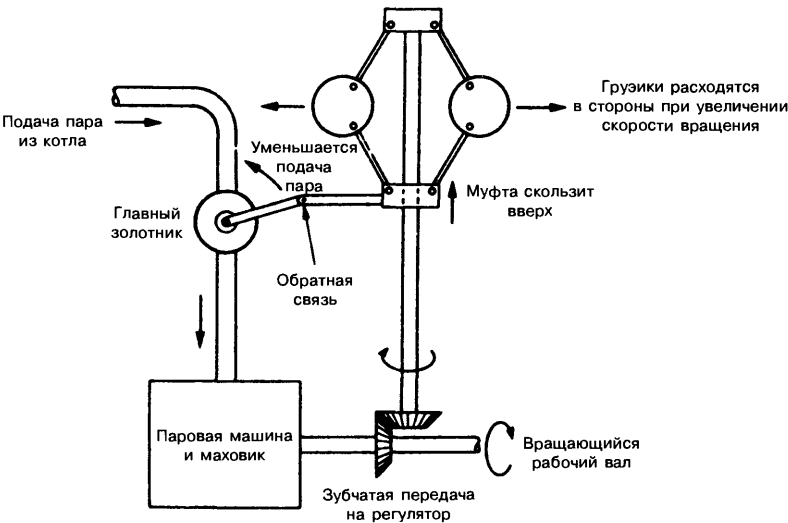


Рис. 4.1. Схематическое изображение регулятора паровой машины, иллюстрирующее принцип обратной связи.

в XIX веке. Такой регулятор схематически изображен на рис. 4.1. Он представляет собой вертикальный вал, связанный зубчатой передачей с валом главного махового колеса машины. На вертикальном валу закреплены свободно подвешенные грузики.

По мере того как скорость вращения машины, а значит, и вала регулятора растет, центробежная сила заставляет грузики разойтись в стороны на удерживающих их стержнях. Подвижное нижнее крепление грузиков через систему рычагов соединено с главным золотником так, что с увеличением скорости вращения перемещение грузиков регулятора уменьшает давление пара, приводящего машину в действие. И наоборот: при наличии тенденции к замедлению, которое может быть вызвано увеличением нагрузки, большему количеству пара будет позволено увеличить скорость до требуемого значения. Таким образом, скорость устанавливается на золотой середине и почти не зависит от колебаний нагрузки на машину. Подобные регуляторы, хотя и более сложной конструкции, управляют скоростью современных паровых турбин, приводящих в действие генераторы переменного тока на электростанциях.

В этом примере, а также в приведенной выше иллюстрации из области физиологии регулирование в системе обеспечивается подачей части того, что служит результатом действия, обратно на вход. Механические системы управления, такие как рассмотренный регулятор, часто называют сервосистемами (буквально ведомыми системами), и они играют первостепенную роль в промышленной автоматике. Они составляют основу науки, носящей название «кибернетика».

4.2. Отрицательная обратная связь в электронике

Точно так же, как паровая машина нуждается в управляющем воздействии регулятора, большинству электронных усилителей требуется электрическая отрицательная обратная связь, для того чтобы коэффициент усиления можно было точно предсказать и чтобы он оставался постоянным при изменении температуры, а также частоты и амплитуды сигнала.

Мы уже видели в гл. 1, что с изменением начального значения коллекторного тока может меняться коэффициент усиления тока транзистора. В гл. 6 мы рассмотрим параметры, которые влияют на коэффициент усиления напряжения усилительного каскада, и увидим, что он зависит от таких величин, как начальная рабочая точка и напряжение питания. Разброс параметров транзисторов и резисторов, которые в большом количестве изготавливаются в одном технологическом процессе в каждом интегральном усилителе, может приводить к значительной неопределенности в отношении коэффициента усиления усилителя в целом. Например, для популярных интегральных схем (ИС) типа 741 типичное значение коэффициента усиления напряжения — 200 000, однако в технических данных, которыми производитель сопровождает изделия, указано, что отдельные образцы могут иметь коэффициент усиления всего лишь 20 000.

Отрицательная обратная связь дает возможность решить эту проблему, связанную с колебаниями коэффициента усиления.

4.3. Усилитель с обратной связью

Действие отрицательной обратной связи становится ясным в результате анализа основной схемы усилителя с обратной связью, сопровождаемого одним-двумя простыми расчетами. На рис. 4.2 приведена блок-схема петли обратной связи, включающей усилитель с коэффициентом усиления A_0 и аттенюатор, с помощью которого определенная (β -я) часть выходного напряжения подается обратно на вход. В общем случае мы будем считать, что полярность сигнала не меняется при его прохождении через усилитель и по цепи обратной связи, так что сигнал обратной связи *складывается* с входным сигналом. Затем, выполняя выкладки, мы можем изменить знак коэффициента передачи цепи обратной связи или усилителя, чтобы сделать обратную связь отрицательной.

Имея в виду схему на рис. 4.2, мы можем определить результирующий коэффициент усиления напряжения A усилителя с обратной связью. Он задается просто как отношение выходного напряжения к входному:

$$A = \frac{v_{\text{ВЫХ}}}{v_{\text{ВХ}}}.$$

Рассмотрим теперь сигнал e на входе основного усилителя с коэффициентом усиления A_0 :

$$e = v_{\text{ВХ}} + \beta v_{\text{ВЫХ}}.$$

Но нам известно также, что

$$v_{\text{ВЫХ}} = A_0 e.$$

Поэтому

$$v_{\text{ВЫХ}} = A_0(v_{\text{ВХ}} + \beta v_{\text{ВЫХ}}).$$

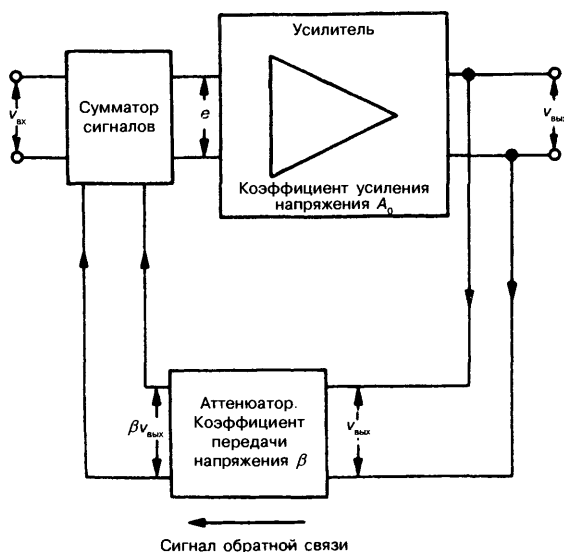


Рис. 4.2. Усилитель, охваченный обратной связью.

Выполняя преобразование, получим

$$v_{\text{вых}} = (1 - \beta A_0) = A_0 v_{\text{вх}},$$

$$\frac{v_{\text{вых}}}{v_{\text{вх}}} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}.$$

Следовательно, коэффициент усиления напряжения равен

$$A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}. \quad (4.1)$$

Равенство (4.1) является главным для усилителя с обратной связью. Коэффициент усиления A_0 самого усилителя часто называют коэффициентом усиления *без обратной связи*, а величину A — коэффициентом усиления *с обратной связью*. Когда справедливо соотношение (4.1), обратная связь положительна, и сразу можно видеть интересную особенность, заключающуюся в том, что A становится бесконечным при $\beta A_0 = 1$. Бесконечное усиление подразумевает, что сигнал на выходе усилителя будет возникать в отсутствие сигнала на входе, и именно это и происходит. На положительной обратной связи основано действие генераторов (сигнал-генераторов), более полно обсуждаемое в гл. 12.

Чтобы сделать обратную связь отрицательной, мы можем изменить знак у β , вычитая сигнал обратной связи из входного, а не складывая их.

Тогда

$$A = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}. \quad (4.2)$$

Если теперь, как это обычно бывает,

$$\beta A_0 \gg 1 \left(A_0 \gg \frac{1}{\beta} \right),$$

то можно пренебречь единицей в знаменателе и

$$A \approx \frac{A_0}{\beta A_0},$$

а это значит, что для коэффициента усиления напряжения справедливо приближенное равенство

$$A \approx \frac{1}{\beta}. \quad (4.3)$$

Это самое важное соотношение, так как впервые мы «спроектировали» усилитель с точно заданным коэффициентом усиления напряжения. Пока коэффициент усиления без обратной связи много больше коэффициента усиления с обратной связью (например, в сто раз больше), усиление с обратной связью не зависит от характеристик усилителя и определяется только величиной β . Этот коэффициент передачи цепи обратной связи β обычно зависит только от сопротивлений двух резисторов в делителе напряже-

ния. Резисторы являются самыми стабильными компонентами в электронике; сопротивление резисторов можно задать с любой желаемой точностью, и его изменение со временем маловероятно. Отрицательная обратная связь распространяет эти качества — точность и стабильность — на коэффициент усиления всего усилителя.

4.4. Отрицательная обратная связь и частотная характеристика

Никакой усилитель не дает один и тот же коэффициент усиления на всех частотах. Далее в гл. 7 будет показано, что коэффициент усиления любого усилителя начинает падать на высоких частотах, главным образом из-за его внутренней паразитной емкости. Когда коэффициент усиления слишком сильно меняется при изменении частоты сигнала, говорят, что усилитель имеет плохую частотную характеристику. Этот недостаток иногда называют частотными искажениями, но их не следует путать с нелинейными искажениями, обсуждаемыми в разд. 4.5. Отрицательная обратная связь может скорректировать плохую частотную характеристику в пределах интервала частот, на котором коэффициент усиления без обратной связи остается много большим, чем усиление с обратной связью; в этих пределах применимо равенство (4.3) и усиление не зависит от частоты. На рис. 4.3 приведены частотные характеристики усилителя на основе ИС типа 741. Верхняя кривая относится к разомкнутой петле обратной связи; на самом деле быстрое уменьшение усиления на высоких частотах введено сознательно с помощью внутреннего конденсатора из соображений устойчивости. Кривые, расположенные ниже, показывают, как отрицательная обратная связь выравнивает частотную характеристику за счет усиления: приведены характеристики для значений коэффициента усиления с обратной связью 1000, 100

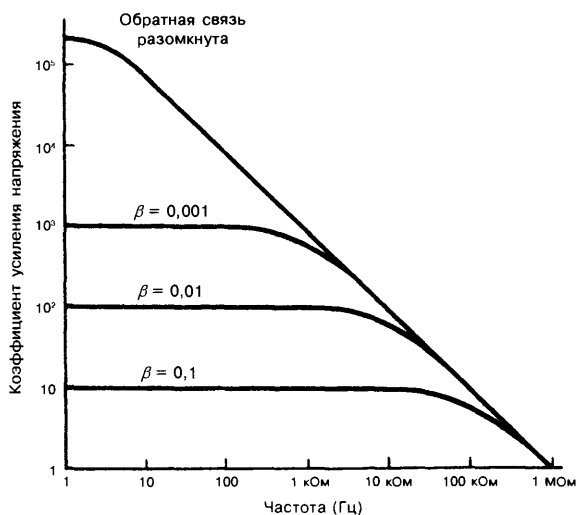


Рис. 4.3. Частотные характеристики усилителей на основе ИС типа 741 при различных значениях коэффициента обратной связи.

и 10, и они настолько ровные, что их можно чертить по линейке вплоть до области частот, где коэффициент усиления с обратной связью достигает кривой, относящейся к случаю разомкнутой петли обратной связи.

Хотя общие потери в усилении при введении отрицательной обратной связи могут оказаться значительными, легко, в действительности, соединить два усилителя с отрицательной обратной связью каскадно (то есть один за другим) и, таким образом, восстановить значение коэффициента усиления до величины порядка той, какая имеет место без обратной связи, но со значительно лучшей частотной характеристикой.

4.5. Нелинейные искажения

4.5.1. Введение

С нелинейными искажениями сталкивался всякий, кому доводилось слушать портативный радиоприемник на батареях, нуждающихся в замене. Искажения возникают в тех случаях, когда усилитель не дает на выходе увеличенную точную копию входного сигнала, а так или иначе изменяет его форму из-за нелинейной проходной характеристики.

На рис. 4.4 приведены строго синусоидальное колебание и два таких же колебания, после того как они были подвергнуты нелинейным искажениям

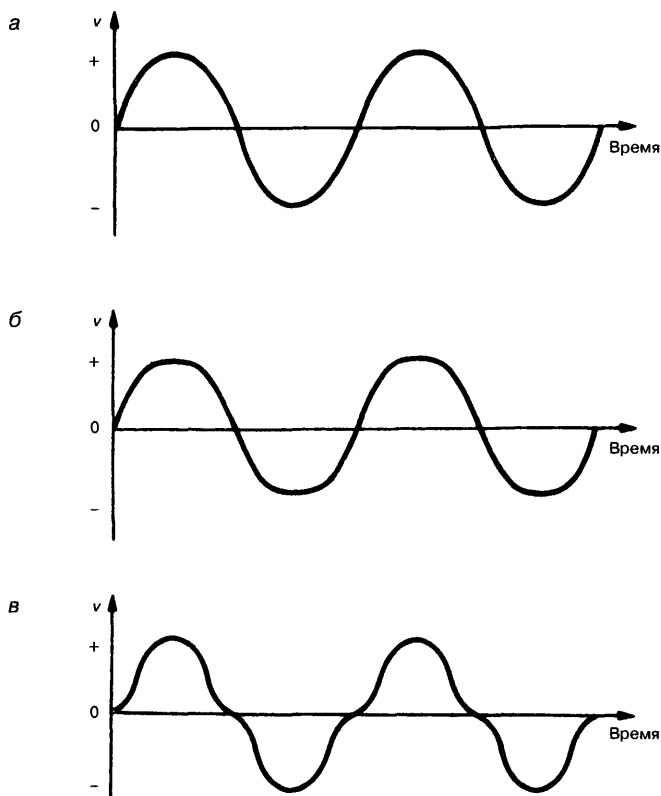


Рис. 4.4. а — строго синусоидальное колебание; б — искажения вследствие ограничения; в — искажения типа «ступеньки».

различного характера. Искажения такого рода возникают в усилителе из-за того, что его коэффициент усиления так или иначе зависит от мгновенной величины сигнала. Искажения, показанные на рис 4.4, б, возникают в том случае, когда коэффициент усиления падает при больших положительных или отрицательных отклонениях сигнала (искажения вследствие ограничения), тогда как на рис. 4.4, в показаны искажения, происходящие в результате уменьшения коэффициента усиления, когда сигнал становится очень малым по величине вблизи пересечений нуля. Такие изъяны усилителя объединяют под общим названием «нелинейные искажения» или «амплитудные искажения», и их можно рассматривать как внесение усилителем погрешности в выходной сигнал. По очевидным причинам искажения, показанные на рис. 4.4, в, называют искажениями типа *ступеньки*; они часто имеют место в усилителях мощности как результат плохого расчета или плохой настройки.

Поскольку отрицательная обратная связь делает коэффициент усиления не зависящим от таких величин, как параметры транзистора и частота сигнала, ясно, что она должна исправлять нелинейные искажения, делая коэффициент усиления независимым от величины сигнала. Это и в самом деле происходит, пока усиление без обратной связи остается много больше, чем с обратной связью. Уместно разобрать этот важный вопрос более внимательно.

4.5.2. Измерение искажений гармонического сигнала

Мы выбрали синусоидальное колебание для иллюстрации искажений на рис. 4.4 совсем не случайно. Гармонический анализ показывает, что периодическое колебание произвольной формы можно составить из синусоидальных колебаний с частотами, кратными частоте исходного колебания. Другими словами, можно сказать, что синусоидальное колебание является сигналом особого рода, так как он содержит только одну частоту. Колебание любой другой формы содержит ряд частот, называемых *гармониками*. Первую гармонику называют *основным* колебанием, и она определяет частоту повторения в исходном сигнале. Колебания с частотами вдвое, втрое и т. д. большими, чем частота основного колебания, называются просто гармониками; их амплитуды и фазы определяют вид колебания сложной формы.

Когда синусоидальное колебание претерпевает нелинейные искажения в усилителе, усилитель, в действительности, добавляет гармоники к исходному синусоидальному сигналу. Поэтому измерять искажения удобно, подавая на вход усилителя чисто синусоидальное колебание и определяя, в какой пропорции по отношению ко всему выходному сигналу в нем присутствуют гармоники. Такой метод оценки нелинейных искажений называют измерением искажений гармонического сигнала.

Чтобы измерить вклад гармоник, к выходу усилителя подключают режекторный (заграждающий) фильтр и настраивают его на подавление основного колебания. Остаются только гармоники, и полный коэффициент нелинейных искажений (ПКНИ), обычно выражаемый в процентах, находят по правилу:

$$\text{ПКНИ} = \frac{\text{эфф. знач. напряжения гармоник}}{\text{полное эфф. знач. выходного сигнала}} \times 100 \, \%.$$

4.5.3. Измерение искажений вследствие взаимной модуляции

Когда усилителем одновременно усиливаются два сигнала, наблюдается другое следствие нелинейности: кроме исходных сигналов выходное колебание содержит также сигнал с частотой, равной сумме частот усиливаемых сигналов, а также сигнал разностной частоты. Другими словами, в случае, когда на вход усилителя поданы сигналы с частотами 800 и 900 Гц, выходное колебание, помимо усиленных сигналов с частотами 800 и 900 Гц и их гармоник, содержит новые сигналы с частотами 100 и 1700 Гц. Эти новые сигналы на суммарной и разностной частотах называют продуктами *взаимной модуляции*, и они особенно нежелательны при воспроизведении звука, так как, в отличие от низших гармоник, они не родственны в музыкальном плане исходным частотам. Взаимная модуляция может служить мерой нелинейности усилителя; будучи выражен в процентах, коэффициент искажений вследствие взаимной модуляции (КИВМ) равен:

$$\text{КИВМ} = \frac{\text{эфф. знач. продуктов взаимной модуляции}}{\text{полное эфф. знач. выходного сигнала}} \times 100 \%$$

Для измерения КИВМ требуется, конечно, подавление двух частот основных колебаний, а не одной частоты, как это было в случае измерения ПКНИ, и для этого можно воспользоваться либо спектроанализатором, показывающим в отдельности каждый компонент спектра, либо демодулятором, наподобие детектора радиоприемника, для измерения всех продуктов взаимной модуляции разом. Стоит заметить, что при измерении КИВМ мы не получаем в принципе никакой дополнительной информации по сравнению с тем, что известно из измерений ПКНИ; обе величины представляют собой лишь различные способы выражения нелинейности усилителя. Однако на практике может оказаться невозможным провести точные измерения искажений гармонического сигнала на верхних частотах, когда гармоники выходят за пределы полосы пропускания усилителя или измерительного прибора. В таком случае измерения по взаимной модуляции могут дать более точную картину нелинейности на высоких частотах.

4.5.4. Расчет эффективного значения сигналов, возникающих в результате искажений

Для получения полного представления о сигналах, возникающих в результате искажений, независимо от того, являются они гармониками, порожденными единственной частотой, или компонентами суммарной и разностной частоты от двух сигналов, можно выбирать отдельные частоты с помощью перестраиваемого узкополосного фильтра или спектроанализатора. Такой прибор дорог, но он дает возможность отличать гармоники от шума, который может быть значительным при проведении измерений с малыми значениями выходного сигнала. Спектроанализатор показывает также, определяются ли искажения главным образом низшими гармониками (второй и третьей) или гармониками высших порядков, которые субъективно более

неприятны при воспроизведении звука. Если гармоники измеряются в отдельности и V_2 , V_3 , V_4 и т. д. — измеренные эффективные (действующие) значения второй, третьей, четвертой и т. д. гармоник, то

$$\text{ПКИ} = \sqrt{\left(\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots} \right)} \times 100 \%,$$

где V_1 — величина основного колебания, которая чаще всего бывает единственным значимым слагаемым в знаменателе. Подобным же образом можно объединить продукты взаимной модуляции, чтобы найти их эффективное значение и величину КИВМ в процентах.

4.5.5. Искажения и отрицательная обратная связь

Как следует из приведенного выше рассмотрения, нелинейные искажения можно считать результатом нежелательного добавления усилителем новых компонент к исходному сигналу. Приводимый ниже расчет показывает, что отрицательная обратная связь уменьшает искажения во столько же раз, во сколько падает коэффициент усиления.

Рассмотрим усилитель на рис. 4.5 с равным A_0 коэффициентом усиления без обратной связи и искажающим сигналом D_0 на выходе до включения обратной связи, то есть без нее:

$$v_{\text{вых}} = A_0 v_{\text{вх}} + D_0.$$

Пусть теперь замыкается петля отрицательной обратной связи с коэффициентом пропорциональности $-\beta$ между выходным сигналом и сигналом, подаваемым на вход.

Если e — напряжение сигнала на входных клеммах усилителя при наличии обратной связи, то

$$v_{\text{вых}} = A_0 e + D_0,$$

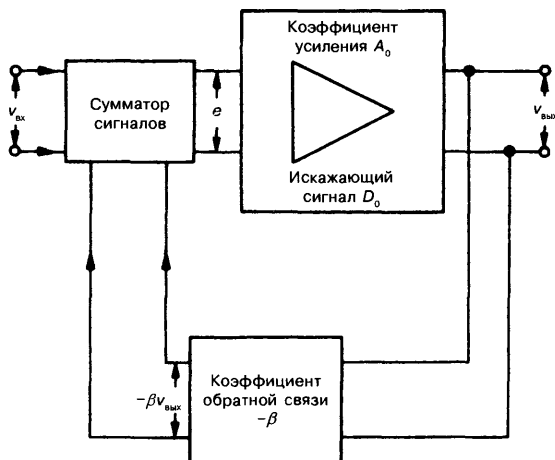


Рис. 4.5. Искажающий усилитель с отрицательной обратной связью.

где

$$e = v_{\text{вх}} - \beta v_{\text{вых}}.$$

Поэтому

$$v_{\text{вых}} = A_0(v_{\text{вх}} - \beta v_{\text{вых}}) + D_0.$$

Выполняя преобразования, получим

$$v_{\text{вых}}(1 + \beta A_0) = A_0 v_{\text{вх}} + D_0.$$

Следовательно,

$$v_{\text{вых}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} v_{\text{вх}} + \frac{D_0}{1 + \beta A_0} \quad (4.4)$$

или

$$v_{\text{вых}} = A v_{\text{вх}} + D,$$

где $A = A_0/(1 + \beta A_0)$ — коэффициент усиления напряжения с обратной связью и $D = D_0/(1 + \beta A_0)$ — величина искажающего сигнала на выходе при наличии отрицательной обратной связи.

Мы видим, таким образом, что в случае, когда усилитель охвачен отрицательной обратной связью, искажения уменьшаются в $(1 + \beta A_0)$ раз, но при этом входной сигнал должен быть увеличен во столько же раз, чтобы поддержать основной выходной сигнал на прежнем уровне. На первый взгляд это может показаться бессмысленным упражнением, но только до тех пор, пока не становится ясным, что фактически все искажения порождаются в конечном каскаде усилителя, которому только и приходится иметь дело с большими сигналами. Использование второго усилителя для увеличения входного сигнала в $(1 + \beta A_0)$ раз не внесет существенного вклада в общий уровень искажений, так как на этом этапе преобразования речь идет об усилении только малых сигналов. Дополнительное усиление напряжения является недорогой платой за малые искажения, так что это стоящий обмен. Трудно спроектировать усилитель мощности с полным коэффициентом нелинейных искажений менее 1 % без обратной связи, тогда как отрицательная обратная связь делает значения, меньшие 0,01 %, обычными для высококачественных усилителей звукового диапазона.

Хотя отрицательная обратная связь и выглядит панацеей от всех «болячек» усилителя, важно отметить, что она эффективна только до тех пор, пока коэффициент усиления A_0 без обратной связи остается много больше, чем коэффициент усиления A с обратной связью. Это условие может не выполняться на высоких частотах, где шунтирующее действие оказывает емкость, особенно значительная у мощных транзисторов. По этой причине часто в усилителях звукового диапазона искажения возрастают на частотах выше 10 кГц. Второй, может быть, более очевидной причиной внезапно наступающего уменьшения усиления без обратной связи является перегрузка усилителя, когда выходной каскад либо входит в режим отсечки, либо насыщается на части периода сигнала. В условиях отсечки и насыщения выходной сигнал больше не реагирует на входное воздействие: коэффициент усиления падает до нуля и никакая отрицательная обратная связь не может

скорректировать наступающие при этом искажения. Вот почему особенно сильно усилителей с обратной связью является тот факт, что перегрузка наступает очень резко и совершенно внезапно начинаются искажения.

Менее очевиден пример того, как падает усиление без обратной связи при искажениях типа «ступеньки», показанных на рис. 4.4, в. В плохо спроектированном усилителе искажения такого рода могут быть настолько сильными, что коэффициент усиления фактически падает до нуля в точках перехода сигнала через ноль. При этом отрицательная обратная связь не вносит улучшений, и результирующие искажения доставляют особенно много неприятностей при воспроизведении звука, так как содержат гармоники высших порядков (вплоть до 7, 8, 9-й и выше) при низком уровне основного сигнала. «Обычный порядок» в электронике оказывается перевернутым с ног на голову, и сигнал становится искаженным тем в большей степени, чем меньше его амплитуда.

4.6. Неустойчивость и отрицательная обратная связь

Говоря об усилителе с отрицательной обратной связью, мы предполагали, что значение βA_0 отрицательно на всех частотах. Если βA_0 становится положительным, то мы возвращаемся к формуле для коэффициента усиления с обратной связью в общем случае:

$$A_0 = \frac{A_0}{1 - \beta A_0},$$

из которой следует, что величина A становится бесконечной и усилитель генерирует при $\beta A_0 = 1$.

Величина βA_0 может стать положительной, как правило, вследствие изменения знака A_0 на высоких частотах, когда сдвиг по фазе между выходным и входным сигналами из-за паразитных емкостей доходит до 180° . Максимальный фазовый сдвиг в цепи, состоящей из одного резистора и одного конденсатора, равен 90° , так что общий подход к решению проблемы фазовых сдвигов состоит во включении *корректирующего* конденсатора сравнительно большой емкости, действие которого на характеристику в области высоких частот является преобладающим и обеспечивает гладкий спад усиления. (Говорят, что усилитель обладает характеристикой первого порядка, когда при каждом удвоении частоты усиление падает на 6 дБ. При такой характеристике максимальный фазовый сдвиг равен 90° .) На частотах, где набег фазы из-за паразитных емкостей доходит до 180° , спад усиления за счет корректирующего конденсатора оказывается столь значительным, что $\beta A_0 \ll 1$ и усилитель не может возбудиться.

Именно такой способ коррекции приводит к быстро падающей частотной характеристике усилителя без обратной связи, как это имело место для микросхемы 741 (см. рис. 4.3).

Описанный подход к проблеме устойчивости в области высоких частот представляет собой частный случай применения важного принципа, известного под названием *критерия устойчивости Найквиста*, всегда используемого при анализе систем с обратной связью. Подробнее этот вопрос разбирается в разд. 7.7 в главе, посвященной усилению в области высоких частот.

4.7. Обратная связь по току

Обсуждение отрицательной обратной связи в данной главе было сосредоточено на обратной связи по напряжению, так как это самый простой случай.

Иногда встречается обратная связь по току, у которой основные характеристики те же, что и у обратной связи по напряжению, в том, что касается стабилизации усиления и уменьшения искажений. В простейшем виде обратная связь по току имеет место в каскаде усилителя, когда в цепь эмиттера или истока включен резистор (см., например, рис. 1.20 и 2.7). Обычно резистор в цепи эмиттера или истока бывает шунтирован конденсатором большой емкости, чтобы на нем не возникало напряжение сигнала. Но если этот блокировочный конденсатор убрать, то на резисторе в цепи эмиттера или истока появится переменное напряжение, которое складывается с входным сигналом. На рис. 4.6 показан каскад усилителя на биполярном транзисторе с не шунтированным резистором в эмиттере; как видно из схемы, входной сигнал $V_{вх}$ больше не прикладывается непосредственно к переходу база-эмиттер, а «должен пройти через R_E ». Теперь на резисторе R_E в дополнение к постоянной разности потенциалов, обусловленной эмиттерным током покоя, появляется переменное напряжение, пропорциональное переменной составляющей эмиттерного тока. В этом случае во входную цепь вводится напряжение сигнала, пропорциональное выходному току. Полагая приближенно коллекторный и эмиттерный токи одинаковыми, находим, что доля выходного сигнала, подаваемого на вход, равна $\beta = R_E/R_L$. Следовательно, для коэффициента усиления с обратной связью справедливо приближенное равенство

$$A \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_L}{R_E}.$$

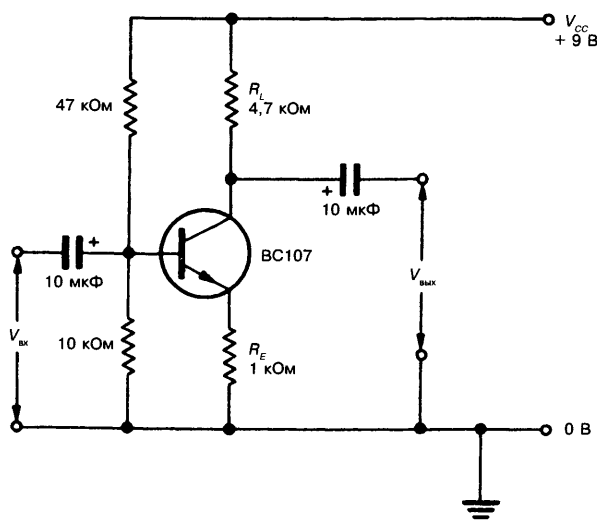


Рис. 4.6. Резистор в эмиттере, не шунтированный конденсатором, дает обратную связь по току.

Такой тип обратной связи по току представляет собой простейший способ использовать желательные свойства отрицательной обратной связи в пределах одного каскада усилителя.

Полезно, между прочим, отметить, что сигналы на резисторах R_E и R_L сдвинуты по фазе на 180° , так что напряжение на R_E — в фазе с входным сигналом. Поэтому с резисторов R_L и R_E можно снять два выходных сигнала в противофазе. Если сопротивления R_L и R_E сделать равными, то оба упомянутых сигнала будут равны по величине; такую схему часто называют схемой *расщепления фазы*. Иногда полное сопротивление R_E шунтируют частично, применяя два последовательно включенных резистора и подключая блокировочный конденсатор параллельно лишь одному из них. Полное сопротивление в цепи эмиттера определяется режимом усилительного каскада по постоянному току, а доля сопротивления в эмиттере, которая не шунтируется емкостью, выбирается так, чтобы получить подходящее значение, обеспечив требуемое усиление с обратной связью.

Хотя оба вида обратной связи — по напряжению и по току — в равной мере ослабляют искажения и стабилизируют усиление, они различаются по своим свойствам, когда речь идет о выходном сопротивлении усилителя, но обсуждение этого вопроса необходимо отложить до следующей главы.

4.8. Эксперименты с отрицательной обратной связью

Усилитель в интегральном исполнении служит идеальным средством для проведения экспериментов с отрицательной обратной связью. На рис. 4.7 приведена основная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению. β -я часть выходного сигнала возвращается во входную цепь, где оказывается включенной последовательно с входным сигналом; при этом фаза сигнала обратной связи такова, что он вычитается из входного сигнала. Треугольник на рис. 4.7 представляет собой общепринятое обозначение усилителя. Выводы, отмеченные знаками «+» и «-», являются входными клеммами, а третий вывод (в вершине треугольника) — это выход усилите-

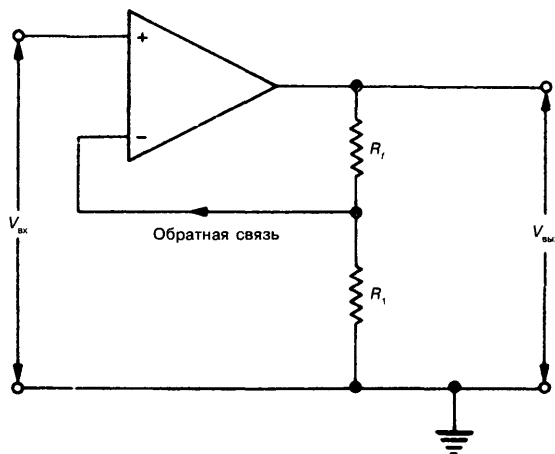


Рис. 4.7. Усилитель с последовательной обратной связью по напряжению.

ля. Ради простоты, на схеме не показан источник питания. Наш усилитель, как и большинство интегральных усилителей, имеет «одиночный» выход и «дифференциальный» вход. Другими словами, выходной сигнал возникает между выходом усилителя и землей, тогда как входным сигналом является *разность* потенциалов между двумя входами. Вывод, помеченный знаком «+», является неинвертирующим входом: приложенный к нему положительный сигнал дает положительный сигнал на выходе. Вывод, помеченный знаком «-», является инвертирующим входом: приложенный к нему положительный сигнал дает отрицательный сигнал на выходе. В частности, если один и тот же сигнал одновременно действует на обоих входах относительно земли, то никакого сигнала на выходе не будет. Более подробно дифференциальные усилители рассмотрены в гл. 8.

При наличии дифференциального входа введение отрицательной обратной связи оказывается очень простым: часть выходного сигнала подается на инвертирующий вход, тогда как входной сигнал $V_{\text{вх}}$ подается между неинвертирующим входом и землей. Значение β определяется сопротивлениями резисторов R_f и R_1 в делителе напряжения:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}.$$

Таким образом, в случае, когда коэффициент усиления A с обратной связью много меньше, чем коэффициент усиления A_0 без обратной связи, имеем:

$$A = \frac{1}{\beta},$$

$$A = \frac{R_1 + R_f}{R_1}.$$

Хотя из соображений простоты мы выбрали здесь в качестве примера последовательную обратную связь, это не единственный способ подачи обратно на вход части выходного напряжения. В гл. 11 будет рассмотрена также широко применяемая параллельная обратная связь, когда сигнал обратной связи подается во входную цепь параллельно с входным сигналом.

На рис. 4.8 приведена полная рабочая схема на основе усилителя типа 741 для экспериментов с отрицательной обратной связью. Она построена по тому же принципу, что и схема на рис. 4.7, с добавлением источника питания и разделительных конденсаторов, не пропускающих постоянные составляющие. 220-килоомными резисторами R_2 и R_3 задается рабочая точка в режиме покоя путем поддержания потенциала неинвертирующего входа посередине между землей и напряжением питания. Наличие конденсатора C_3 в цепи обратной связи обеспечивает равенство 1 коэффициента β по постоянному току, так что напряжение на выходе усилителя повторяет постоянное напряжение на неинвертирующем входе и устанавливается на уровне половины напряжения питания; таким образом, оказывается возможным усиливать с помощью этой схемы сигналы как положительной, так и отрицательной полярности.

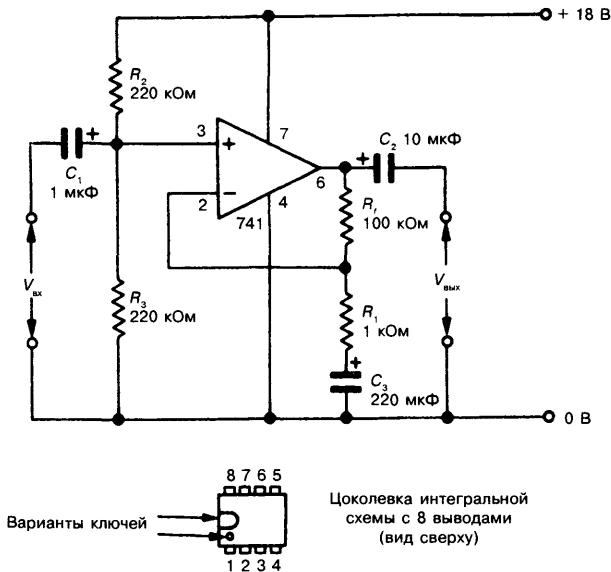


Рис. 4.8. Схема для экспериментов с охваченным обратной связью интегральным усилителем типа 741. Для измерения коэффициента усиления без обратной связи резистор R_1 замыкается накоротко.

Коэффициент усиления напряжения усилителя с обратной связью можно измерить, подавая входной сигнал от генератора и сравнивая входной и выходной сигналы с помощью осциллографа; при указанных значениях R_f и R_1 коэффициент усиления с обратной связью равен 100. Чтобы осуществить опыт с усилителем без обратной связи, можно замкнуть накоротко резистор R_1 в цепи обратной связи; это приведет к исчезновению переменного сигнала обратной связи, но не нарушит режима по постоянному току. На низких частотах, вблизи 100 Гц, коэффициент усиления напряжения без обратной связи окажется очень большим (порядка 10^5). Однако с ростом частоты он будет падать, и частотная характеристика будет подобна верхней кривой на рис. 4.3. Неожиданное уменьшение усиления на частотах ниже 100 Гц также легко объяснимо. Оно обусловлено конечным значением реактивного сопротивления конденсатора C_3 на низких частотах, которое приводит к возникновению слабой отрицательной обратной связи.

В схеме с обратной связью можно менять величину R_f , в результате чего будут получаться различные коэффициенты усиления с обратной связью и можно будет наблюдать влияние R_f на вид частотной характеристики; график на рис. 4.3 показывает, какого именно результата при этом следует ожидать.

Напряжение питания можно менять в диапазоне от 6 до 36 В, не нарушая работы схемы. Однако коэффициент усиления усилителя типа 741 без связи существенно зависит от напряжения питания; это дает возможность убедиться в стабилизирующем действии отрицательной обратной связи. При $\beta = 0,01$ изменение коэффициента усиления со связью при изменении напряжения питания ничтожно мало, тогда как изменение коэффициента усиления без связи при замыкании R_1 накоротко будет заметным.

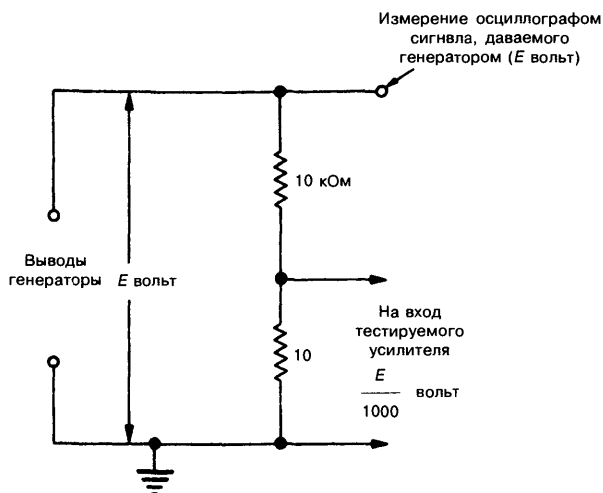


Рис. 4.9. Делитель напряжения, облегчающий измерение входного сигнала в схеме с большим коэффициентом усиления.

Оценить степень уменьшения нелинейных искажений при введении обратной связи трудно, если нет измерителя искажений или спектроанализатора, способных исключить основное колебание и измерить гармоники, возникающие в усилителе. В отсутствие подходящего измерительного прибора можно воспользоваться двухлучевым осциллографом, чтобы сравнить входное синусоидальное колебание с формой выходного сигнала и качественно оценить нелинейность усилителя с обратной связью и без нее.

При измерении очень большого коэффициента усиления без связи может возникнуть трудность с измерением очень малого сигнала (<1 мВ) на входе усилителя. Многие осциллографы недостаточно чувствительны, чтобы по осциллограмме можно было определить величину такого сигнала. Эта проблема решается путем включения делителя напряжения на выходе генератора; простая схема показана на рис. 4.9. При указанных сопротивлениях резисторов на вход усилителя поступает сигнал, в тысячу раз меньший, чем сигнал на выходе генератора. С помощью осциллографа уровень этого последнего сигнала легко измерить, так что, применяя в делителе резисторы с малым допуском, можно точно определить величину напряжения на входе усилителя.

ГЛАВА 5

СОГЛАСОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

5.1. Введение

Сплошь и рядом согласование сопротивлений бывает окружено незаслуженным ореолом таинства. Когда схема не функционирует ожидаемым образом, часто начинаются более чем туманные попреки в адрес рассогласования сопротивлений, но решение этой проблемы рассматривают скорее как колдовство, а не как науку. Цель этой главы состоит в том, чтобы описать в общих чертах принципы и практику согласования сопротивлений и попытаться на этом пути рассеять всякие ассоциации с тайной и волшебством.

(В пределах данной главы автор не вполне последователен в терминологии и обозначениях: говоря об импедансе и обозначая его символом Z , он почти всюду имеет в виду чисто действительное сопротивление, не оговаривая этого каждый раз. При переводе были сохранены обозначения оригинала, а терминология в максимальной степени приближена к традиции изложения затрагиваемых здесь вопросов в отечественной литературе. — *Примеч. перев.*)

5.2. Входное сопротивление

У любого электрического устройства, для работы которого требуется сигнал, имеется входное сопротивление. Точно так же, как и любое другое сопротивление (в частности, сопротивление в цепях постоянного тока), входное сопротивление устройства есть мера тока, текущего по входной цепи, когда ко входу приложено определенное напряжение.

Например, входное сопротивление 12-вольтовой осветительной лампы, потребляющей 0,5 А, равно $12/0,5 = 24$ Ом. Лампа является простым примером сопротивления, так как нам известно, что в ней нет ничего, кроме нити накаливания. С этой точки зрения входное сопротивление такой схемы, как усилитель на биполярном транзисторе, может казаться чем-то более сложным. На первый взгляд, наличие в схеме конденсаторов, резисторов и полупроводниковых p - n -переходов делает определение входного сопротивления трудным. Однако любую входную цепь, какой бы сложной она ни была, можно представить в виде простого импеданса, как это сделано на рис. 5.1. Если $V_{\text{вх}}$ — напряжение переменного входного сигнала, а $I_{\text{вх}}$ — переменный ток, текущий по входной цепи, то входной импеданс равен

$$Z_{\text{вх}} = \frac{V_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} \text{ Ом.} \quad (5.1)$$

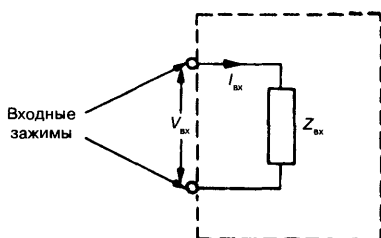


Рис. 5.1. Схема с парой входных клемм, иллюстрирующая понятие входного импеданса $Z_{вх}$.

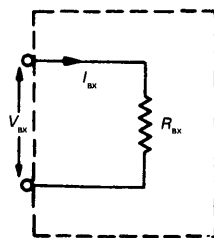


Рис. 5.2. Устройство с резистивным (омическим) входным импедансом.

У большинства схем входной импеданс имеет резистивный (омический) характер в широком диапазоне частот, в пределах которого сдвиг по фазе между входным напряжением и входным током пренебрежимо мал. В этом случае входная цепь выглядит так, как показано на рис. 5.2, справедлив закон Ома и нет необходимости в алгебре комплексных чисел и в векторных диаграммах, применяемых к цепям с реактивными элементами. Важно отметить, однако, что из омического характера входного импеданса не обязательно следует возможность его измерения на постоянном токе; на пути входного сигнала могут находиться реактивные компоненты (например, разделительный конденсатор), которые несущественны в отношении переменного сигнала на средних частотах, но не позволяют проводить измерения во входной цепи на постоянном токе.

5.3. Измерение входного сопротивления

Напряжение на входе легко измерить с помощью осциллографа или вольтметра переменного напряжения. Однако так же легко измерить входной переменный ток нельзя, в частности в случае, когда входное сопротивление велико. Самый подходящий способ измерения входного сопротивления показан на рис. 5.3. Резистор с известным сопротивлением R Ом включают между генератором и входом исследуемой схемы. Затем с помощью осциллографа или вольтметра переменного напряжения с высокоомным входом измеряются напряжения V_1 и V_2 , по обе стороны резистора R .

Если $I_{вх}$ — переменный входной ток (в амперах), то, согласно закону Ома, на резисторе R падает напряжение, равное

$$V_1 - V_2 = RI_{вх} \text{ вольт.}$$

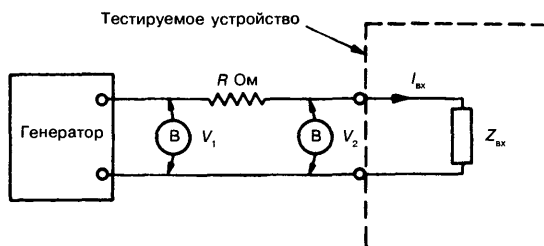


Рис. 5.3. Измерение входного сопротивления.

Поэтому

$$I_{\text{вх}} = \frac{V_1 - V_2}{R} \text{ ампер.}$$

Теперь

$$Z_{\text{вх}} = \frac{V_2}{I_{\text{вх}}} \text{ Ом,}$$

следовательно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{RV_2}{V_1 - V_2} = \frac{R}{V_1/V_2 - 1} \text{ Ом.} \quad (5.2)$$

Если исследуемая схема является усилителем, то часто удобнее всего определять V_1 и V_2 , выполняя измерения на выходе усилителя: V_1 измеряется при непосредственном подключении генератора ко входу, а V_2 — при последовательном включении со входом резистора R . Поскольку в выражении для $Z_{\text{вх}}$ присутствует только отношение V_1/V_2 , коэффициент усиления не играет никакой роли. Предполагается, что при выполнении этих измерений напряжение на выходе генератора остается неизменным. Вот очень простой пример: если включение последовательно со входом резистора с сопротивлением 10 кОм вызывает уменьшение напряжения на выходе усилителя наполовину, то $V_1/V_2 = 2$ и $Z_{\text{вх}} = 10$ кОм.

5.4. Выходное сопротивление

Грубый пример, дающий представление о выходном сопротивлении, такой: свет фар автомобиля чуть тускнеет при работе стартера. Большой ток, потребляемый стартером, вызывает падение напряжения внутри аккумулятора, в результате чего напряжение на его клеммах уменьшается и свет фар становится менее ярким. Это падение напряжения происходит на *выходном сопротивлении* аккумулятора, возможно, более известном как *внутреннее сопротивление* или *сопротивление источника*.

Мы можем расширить это представление, распространив его на все выходные цепи, включая цепи постоянного и переменного тока, у которых всегда имеется определенное выходное сопротивление, соединенное с источником напряжения. В применимости такого простого описания даже к самым сложным схемам нас убеждает теорема Тевенина, которая гласит: любую цепь с импедансами и источниками, имеющую две выходные клеммы, можно заменить на последовательно включенные один импеданс и один источник. Здесь под словом «источник» нужно понимать идеальный компонент, вырабатывающий напряжение и продолжающий поддерживать это напряжение неизменным даже тогда, когда от него потребляется ток. Описание выходной цепи на основании теоремы Тевенина показано на рис. 5.4, где $Z_{\text{вых}}$ — выходной импеданс, а V — выходное напряжение холостого хода, то есть напряжение на выходе разомкнутой цепи.

Обсуждая вопрос о входном и выходном сопротивлении, уместно обратить внимание на впервые появляющееся понятие: *эквивалентная схема*.

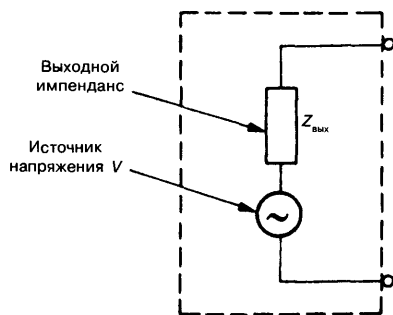


Рис. 5.4. Эквивалентная схема, применимая к любой паре выходных клемм в соответствии с теоремой Тевенина.

Все схемы на рис. 5.1, 5.2 и 5.4 являются эквивалентными схемами. В них не обязательно отражены реальные компоненты и соединения в рассматриваемых устройствах; эти схемы являются удобным способом представления, который полезен для понимания того, как ведет себя то или иное устройство.

Если теперь мы вернемся к рис. 5.4, то увидим, что в случае, когда к выходным клеммам подключается резистор или входные клеммы другого устройства, часть напряжения источника V падает на внутреннем импедансе $Z_{\text{вых}}$. Обычно выходной импеданс схем имеет резистивный (омический) характер в широком диапазоне частот, и поэтому применима схема, приведенная на рис. 5.5, где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление.

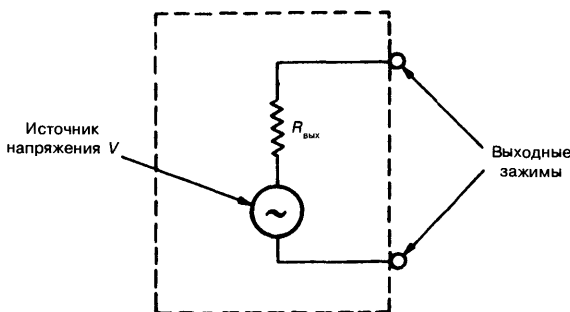


Рис. 5.5. Эквивалентная схема с резистивным (омическим) выходным импедансом, применимая в большинстве случаев.

5.5. Измерение выходного сопротивления

Простой метод измерения выходного сопротивления следует из схемы на рис. 5.4. Если выходные клеммы замкнуть накоротко, измерить текущий при этом ток короткого замыкания I_{sc} (ампер) и учесть, что он совпадает с током, текущим по сопротивлению $Z_{\text{вых}}$ в результате приложения к нему напряжения V , то получим:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{V}{I_{\text{sc}}} \text{ Ом.} \quad (5.3)$$

Напряжение V , поставляемое в схему источником, измеряется на выходных клеммах в режиме «холостого хода», то есть при пренебрежимо малом выходном токе. Таким образом, выходное сопротивление легко можно получить как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания.

Рассмотрев этот принципиальный метод определения выходного сопротивления, необходимо сказать, что на этом пути имеются препятствия, присущие измерению выходного тока короткого замыкания в большинстве случаев. Обычно при коротком замыкании нарушаются условия функционирования схемы и нельзя получить достоверные результаты; в отдельных случаях могут выйти из строя те или иные компоненты, не выдержав ненормально большую нагрузку. Простая иллюстрация неприменимости метода короткого замыкания: попробуйте измерить выходное сопротивление сети переменного тока! Несмотря на эти недостатки с практической точки зрения, использование этого метода оправдано при теоретическом выводе выходного сопротивления схемы, и в дальнейшем он применяется в этой главе.

Практический способ измерения выходного сопротивления показан на рис. 5.6. Здесь выходное напряжение холостого хода измеряется вольтметром или осциллографом с высокоомным входом, а затем выходные клеммы шунтируются нагрузкой с известным сопротивлением R Ом. Уменьшенное выходное напряжение при подключенной нагрузке непосредственно определяется тем же измерительным прибором. Значение $Z_{\text{вых}}$ можно вычислить как отношение величины, на которую упало напряжение, к выходному току.

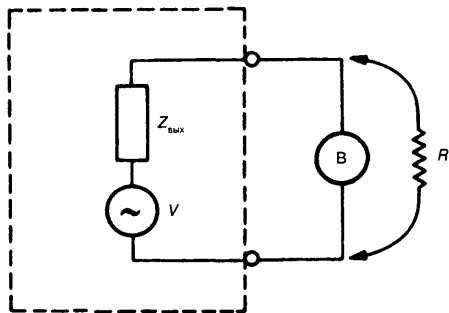


Рис. 5.6. Измерение выходного сопротивления с использованием шунтирующего резистора.

Если V — это выходное напряжение холостого хода, а V' — выходное напряжение на нагрузке R , то падение напряжения на $Z_{\text{вых}}$ при наличии нагрузки равно $V - V'$ вольт, выходной ток при наличии нагрузки равен $\frac{V'}{R}$ ампер, поэтому

$$Z_{\text{вых}} = \frac{R(V - V')}{V'} \text{ Ом.} \quad (5.4)$$

5.6. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи напряжения

В большинстве электронных схем мы имеем дело с сигналами, являющимися напряжениями. Мы уже рассмотрели некоторые усилители *напряжения*; с помощью универсального измерительного прибора, каковым является осциллограф, определяют *напряжение* сигнала; чувствительность микрофонов и звукоснимателей выражают в терминах выходного *напряжения*. Даже так называемые усилители мощности лучше всего рассматривать как специальные усилители напряжения, способные отдавать большой ток на выходе. Следовательно, в большинстве случаев, когда мы подключаем одну часть схемы к другой, мы хотим в максимальной степени передать *напряжение*. В этом и состоит требование *максимальной передачи напряжения*, обычно выполняющееся при согласовании сопротивлений. С точки зрения этого критерия в согласовании сопротивлений нет никакой проблемы.

На рис. 5.7 показаны два «блока», соединенные друг с другом: для оптимальной передачи напряжения нужно, чтобы $V_{\text{вх}}$ было почти равно V , насколько это возможно. Напряжение $V_{\text{вх}}$ равно:

$$V_{\text{вх}} = \frac{V Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{вх}}}$$

и

$$V_{\text{вх}} \approx V, \text{ если } Z_{\text{вх}} \gg Z_{\text{вых}}.$$

Другими словами, для возможно лучшей передачи напряжения от одной схемы к другой выходное сопротивление первой схемы должно быть много меньше, чем входное сопротивление второй схемы; как правило, нужно, чтобы $Z_{\text{вх}} > 10Z_{\text{вых}}$. Именно по этой причине применяемые для тестирования приборы, такие как генератор, проектируются с малым выходным сопротивлением (типичное значение $< 100 \text{ Ом}$). С другой стороны, осциллограф, предназначенный для наблюдения напряжений в испытываемой схеме, делается с большим входным сопротивлением (типичное значение $> 1 \text{ МОм}$).

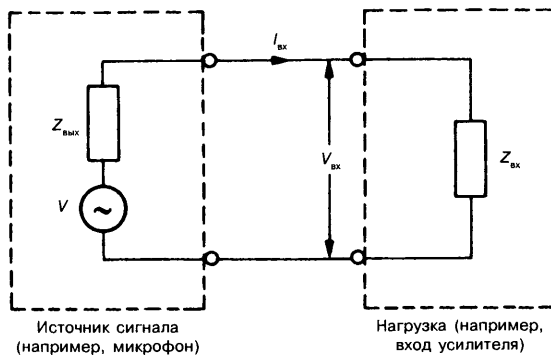


Рис. 5.7. Иллюстрация согласования сопротивлений между двумя устройствами.

Если условия оптимального согласования сопротивлений не соблюдаются и сигнал поступает на вход схемы с входным сопротивлением, сравнимым с выходным сопротивлением источника, то в самом общем случае будут происходить просто потери напряжения. Такая ситуация возникает, когда два усилительных каскада на биполярных транзисторах, подобные изображенному на рис. 1.19, соединены один вслед за другим (каскадно). Как входное, так и выходное сопротивление у такого каскада на биполярном транзисторе одного порядка (обычно несколько тысяч ом, см. разд. 6.3), и это значит, что около 50 % напряжения сигнала теряется на связи между каскадами. С другой стороны, усилитель на полевом транзисторе (см. рис. 2.7) много лучше с точки зрения согласования сопротивлений: у него очень большое входное сопротивление и среднее по величине выходное сопротивление; при соединении таких каскадов один за другим потери сигнала ничтожно малы.

Имеются один или два случая, когда согласование сопротивлений нужно в особом внимании, так как слишком малое сопротивление нагрузки влияет не только на коэффициент усиления напряжения, но также и на частотную характеристику. Это происходит, когда выходной импеданс источника не является чисто резистивным, а, наоборот, представляет собой реактивное сопротивление, и поэтому частотная характеристика изменяется. Простым примером служит конденсаторный микрофон, у которого выходной импеданс выражается не в омах, а в пикофарадах, с типичным значением в районе 50 пФ. Для хорошего воспроизведения низких частот нужно, чтобы входное сопротивление усилителя было большим по сравнению с реактивным сопротивлением емкости 50 пФ на частотах вплоть до 20 Гц. Практически для этого требуется, чтобы входное сопротивление было порядка 200 МОм, что обычно обеспечивается усилителем на полевом транзисторе, смонтированным в корпусе микрофона.

5.7. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи мощности

Хотя, как правило, критерием при согласовании сопротивлений служит максимальный перенос напряжения, бывают случаи, когда требуется передать максимум мощности.

Схему на рис. 5.7 можно рассмотреть с точки зрения максимума передаваемой мощности. Ради простоты импедансы $Z_{\text{вых}}$ и $Z_{\text{вх}}$ будем считать резистивными и равными $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вх}}$ (Ом) соответственно.

Пусть W — мощность в ваттах, рассеиваемая в сопротивлении $R_{\text{вх}}$. Тогда

$$W = V_{\text{вх}} I_{\text{вх}} = \frac{V_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вх}}} \text{ ватт.}$$

Но

$$V_{\text{вх}} = V \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}}} \text{ (делитель напряжения),}$$

поэтому

$$W = \frac{V^2}{R_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{вх}}^2}{(R_{\text{вх}} + R_{\text{вх}})^2} = \frac{V^2}{R_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}\right)^2}. \quad (5.5)$$

Мощность W максимальна, когда знаменатель $R_{\text{вх}} (1 + R_{\text{вх}}/R_{\text{вх}})^2$ принимает минимальное значение.

Величину $R_{\text{вх}}$ можно найти из этого условия, дифференцируя знаменатель по $R_{\text{вх}}$ и приравнявая результат нулю, то есть

$$\frac{d}{dR_{\text{вх}}} \left[R_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}\right)^2 \right] = 0.$$

Производя вычисления, получим

$$\frac{d}{dR_{\text{вх}}} \left[2R_{\text{вх}} + R_{\text{вх}} + \frac{R_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вх}}} \right] = 0$$

и

$$1 - \frac{R_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вх}}} = 0, \text{ то есть } R_{\text{вх}}^2 = R_{\text{вх}}^2.$$

Следовательно, максимум мощности в $R_{\text{вх}}$ достигается при $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$.

Этот результат известен как теорема о максимальной мощности: максимум *мощности* передается от источника в нагрузку, когда сопротивление нагрузки равно выходному сопротивлению источника. Эту теорему можно доказать не только для резистивных компонентов, но и для комплексных сопротивлений $Z_{\text{вх}}$ и $Z_{\text{вх}}$, то есть при

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}},$$

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}.$$

В этом случае для передачи максимума мощности требуется, чтобы, помимо условия $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$, выполнялось также условие $X_{\text{вх}} = -X_{\text{вх}}$. При емкостном характере одного импеданса другой импеданс должен иметь индуктивный характер.

Обсудив теорему о максимальной мощности, необходимо отметить, что ее значимость в электронике минимальна. Приравнивание сопротивления нагрузки выходному сопротивлению источника само собой подразумевает, что при этом одинаковая мощность будет рассеиваться в источнике и в нагрузке. Это неэффективно и может быть одним из факторов, приводящих к перегрузке используемых компонентов. Если входной сигнал поступает по линии передачи, такой как длинный телефонный кабель, то сопротивление нагрузки выбирается, как правило, равным *волновому сопротивлению* кабеля, но это совершенно особый случай передачи мощности, когда речь идет главным образом об исключении отражений сигнала, а не о передаче сигнала усилителю.



Электрические схемы часто используются для моделирования механических и акустических систем при анализе последних. Применительно к таким системам теорема о максимальной мощности оказывается ценным подспорьем в решении задач об оптимальной передаче энергии.

5.8. Согласование сопротивлений для оптимальной передачи тока

Иногда требуется согласование сопротивлений, обеспечивающее максимальный ток во входной цепи. Обращаясь снова к рис. 5.7, видим, что максимум входного тока $I_{\text{вх}}$ достигается в том случае, когда полное сопротивление в цепи делается возможно меньшим. Поэтому при фиксированном $Z_{\text{вых}}$ следует стремиться к возможно меньшему значению $Z_{\text{вх}}$. Эта довольно нестандартная ситуация прямо противоположна обычному случаю, когда требуется передавать напряжение.

5.9. Согласование сопротивлений для минимизации шума усилителя

5.9.1. Отношение сигнал/шум

Шум всегда присутствует в электронных схемах. Его слышно в радиоприемнике между станциями и при приеме слабого сигнала. Физически шум представляет собой случайные флуктуации напряжения, которые можно слышать как шипение в громкоговорителе.

Именно по электрическому шуму устанавливается самый нижний диапазон измерений в электронных приборах; шум ограничивает реальную чувствительность радиоприемника и может возникать во время тихих музыкальных пассажей при воспроизведении звука с аналоговой кассеты.

Будучи явлением случайным, шум не сосредоточен на одной частоте, но существует во всех частях спектра. И в самом деле: мощность шума, порождаемого схемой, обычно пропорциональна ее ширине полосы.

Часто мерой «различимости» полезного сигнала на фоне шума в той или иной системе служит отношение сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR). Его находят как отношение мощности сигнала P_s к мощности шума P_n :

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n}.$$

Обычно его выражают в децибелах:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_n} \text{ дБ.} \quad (5.6)$$

Шум и сигнал появляются на выходе вместе, и оба «действуют» на одном и том же сопротивлении; поэтому отношение мощностей можно выра-

зять через более удобное отношение эффективных (среднеквадратических) значений сигнала и шума V_s и V_n соответственно:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{V_s}{V_n} \right)^2 \text{ дБ} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_s}{V_n} \right) \text{ дБ}. \quad (5.7)$$

Когда речь идет о характеристиках оборудования, нам часто бывает необходимо значение максимального отношения сигнал/шум. Оно получается путем измерения максимального эффективного напряжения сигнала на выходе $V_{so(\max)}$ и сравнения его с эффективным напряжением имеющегося на выходе шума V_{no} :

$$\max \text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{V_{so(\max)}}{V_{no}} \text{ дБ}. \quad (5.8)$$

Как мы увидим, для получения разумного значения отношения сигнал/шум обычно необходимо знать выходное сопротивление источника сигнала.

5.9.2. Тепловой шум

В любом отрезке проводника имеется определенный электрический шум из-за тепловых колебаний атомов. Он известен как *тепловой шум* или шум *Джонсона*.

Основываясь на постулатах термодинамики, Найквист показал, что эффективная шумовая э.д.с. V_n на резисторе R равна

$$V_n = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (5.9)$$

где k — постоянная Больцмана ($k = 1,380 \times 10^{-23} \text{ Дж} \cdot \text{К}^{-1}$), T — температура резистора в Кельвинах ($= 273 + ^\circ\text{C}$), Δf — полоса пропускания измерительного устройства (Гц), R — сопротивление резистора (Ом).

Подставляя в качестве типичных значений ширину всего диапазона звуковых частот ($\approx 20000 \text{ Гц}$) и комнатную температуру ($\approx 300 \text{ К}$), получим

$$\text{эфф. шумовая э.д.с. } V_s = 1,8 \times 10^{-8} \times \sqrt{R} \text{ вольт.}$$

Если, например, $R = 10 \text{ кОм}$, то $\sqrt{R} = 100 \text{ (Ом)}^{1/2}$ и

$$V_n = 1,8 \times 10^{-8} \times 10^2 \text{ В} = 1,8 \text{ мкВ}.$$

5.9.3. Шумы в транзисторах

Ток, протекая в транзисторе, производит шум. Существуют три главных источника шума.

1. *Тепловой шум* является результатом конечного сопротивления материала полупроводника.

2. *Дробовой шум* возникает всякий раз, когда носители тока пересекают барьер на p - n -переходе. Каждый носитель вызывает легкий короткий всплеск тока, когда он проходит сквозь p - n -переход; совокупный эффект от многих носителей дает случайные флуктуации тока. Мощность дробового шума

прямо пропорциональна току; его действие проявляется в наибольшей степени, когда собственное сопротивление p - n -перехода велико, как, например, в случае перехода коллектор-база, смещенного в обратном направлении.

3. *Фликер-шум* или $1/f$ -шум вызван случайными колебаниями процесса диффузии в транзисторе. Как следует из названия, спектральная плотность мощности $1/f$ -шума обратно пропорциональна частоте, так что энергия шума сосредоточена главным образом на низких частотах. В биполярных транзисторах на частотах ниже 1 кГц этот вид шума является преобладающим.

5.9.4. Коэффициент шума

Наличие теплового шума означает, что невозможно в принципе иметь абсолютно «чистый» сигнал с бесконечным отношением сигнал/шум.

Самый нижний уровень шума, на который можно надеяться, определяется теоретическим значением напряжения теплового шума сопротивления источника сигнала. На практике наблюдаемый входной шум неизбежно больше, чем шум источника, из-за шума, вносимого усилителем. Это ухудшение отношения сигнал/шум называется *коэффициентом шума* (Noise Figure) или шум-фактором (Noise Factor, NF) усилителя и определяется как частное от деления отношения сигнал/шум по мощности во входном сигнале (P_{si}/P_{ni}) на отношение сигнал/шум по мощности на выходе усилителя (P_{so}/P_{no}), то есть

$$NF = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}}.$$

Удобнее выразить коэффициент шума через эффективные значения сигнала и шума V_s и V_n соответственно:

$$NF = \left(\frac{V_{si}/V_{ni}}{V_{so}/V_{no}} \right)^2.$$

Как и выше, индексы i и o указывают на вход и на выход. Но V_{so} и V_{si} — это коэффициент усиления напряжения A_v усилителя, поэтому

$$NF = \left(\frac{V_{no}}{A_v V_{ni}} \right)^2. \quad (5.10)$$

Величина V_{no}/A_v представляет собой эффективное шумовое напряжение, которое следовало бы приложить ко входу нешумящего усилителя с коэффициентом усиления напряжения A_v , чтобы получить шумовое напряжение на выходе V_{no} . Эта величина V_{no}/A_v называется *полным шумом, отнесенным ко входу*, и обозначается $V_{ni(\text{общ})}$. Введенное только что понятие является ценным, так как оно исключает из нашего определения коэффициента шума коэффициент усиления усилителя:

$$NF = \left(\frac{V_{ni(\text{общ})}}{V_{ni}} \right)^2,$$

где V_{ni} — эффективное напряжение шума, присутствующего в источнике входного сигнала. Обычно коэффициент шума выражают в децибелах:

$$NF = 20 \log_{10} \frac{V_{ni(\text{общ})}}{V_{ni}} \text{ дБ.} \quad (5.11)$$

Нешумящий усилитель имел бы коэффициент шума, равный 0 дБ. В хороших малошумящих усилителях обычно достигаются значения коэффициента шума, меньшие 3 дБ.

Если рассматривать усилитель в отдельности, то эффективное напряжение шума V_{ni} , фактически поступающее на его вход, является результатом исключительно теплового шума внутреннего (выходного) сопротивления источника сигнала. Полный шум, отнесенный ко входу, $V_{ni(\text{общ})}$ состоит из вкладов теплового шума V_{ni} и шума, порождаемого транзисторами усилителя.

Но транзистор дает не только напряжение шума на входе, он порождает также входной шумовой ток. На рис. 5.8, а показана эквивалентная схема

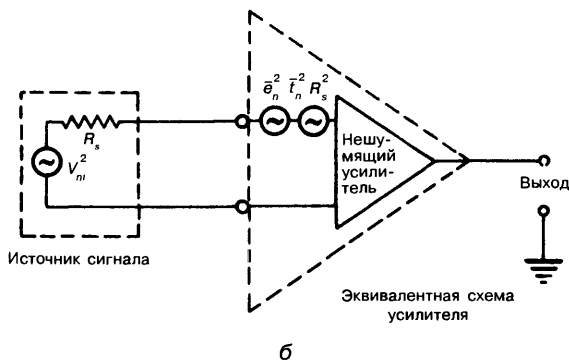
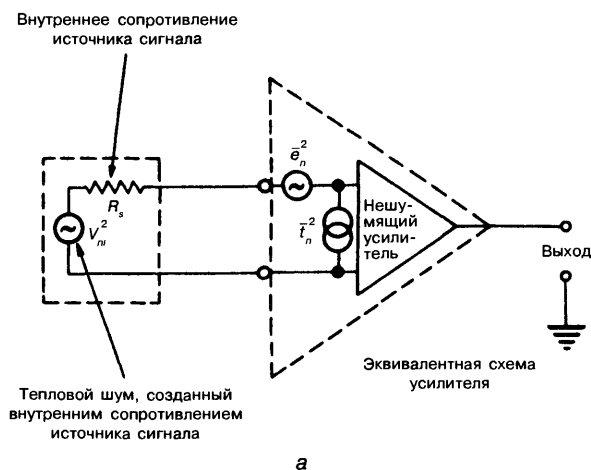


Рис. 5.8. Эквивалентная схема усилителя с эквивалентными источниками шума на входе:

а — схема с двумя источниками напряжения и источником тока; б — источник тока преобразован в эквивалентный ему источник напряжения.

входной цепи усилителя с источниками шума. Пусть e_n — мгновенное значение шумового напряжения, i_n — мгновенное значение шумового тока, а $\bar{e}_n^2$, $\bar{i}_n^2$, V_{ni}^2 — средние квадраты мгновенных значений шумовых сигналов [ранее величина V_{ni} уже была определена как эффективное (среднеквадратическое) значение].

Необходимо добавить, что все эти величины $\bar{e}_n^2$, $\bar{i}_n^2$, V_{ni}^2 пропорциональны ширине полосы усилителя. (Как говорится в таких случаях: чем шире распахиваешь окно, тем больше летит грязи.) Мы поступим в соответствии с общепринятой практикой и будем использовать единичную ширину полосы ($\Delta f = 1$ Гц) в определенной точке частотного диапазона, скажем на частоте 1 кГц. При фиксированной ширине полосы величина теплового шума V_{ni}^2 постоянна во всех частях спектра, но значения $\bar{e}_n^2$ и $\bar{i}_n^2$ меняются из-за $1/f$ -шума. Коэффициент шума, измеряемый в полосе 1 Гц, называют *дифференциальным коэффициентом шума*; говоря о нем, следует указывать также частоту, на которой он измерен.

Чтобы вычислить коэффициент шума, необходимо значение полного шумового напряжения на входе. При известном сопротивлении источника сигнала R_s можно заменить источник шумового тока на эквивалентный источник напряжения $\bar{i}_n^2 R_s^2$ (рис. 5.8, б) и осуществить сложение шумовых напряжений.

Объединяя вместе различные шумовые компоненты при определении $V_{ni(\text{общ})}$, мы должны помнить, что все три источника независимы и фазовые соотношения между ними случайны. Другими словами, их сигналы *некоррелированы*. Единственный способ найти сумму таких сигналов заключается в том, чтобы сложить их средние квадраты

$$V_{ni(\text{общ})}^2 = V_{ni}^2 + \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_s^2,$$

$$\text{NF} = \frac{V_{ni(\text{общ})}^2}{V_{ni}^2}.$$

Поэтому

$$\text{NF} = 1 + \frac{\bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_s^2}{V_{ni}^2} \text{NF} = 1 + \dots \quad (5.12)$$

Как и следовало ожидать, величина NF всегда больше единицы.

Далее: мы знаем, что величина V_{ni}^2 целиком определяется тепловым шумом сопротивления R_s и, следовательно, равна $4kTR_s$ (в полосе $\Delta f = 1$ Гц); поэтому

$$\text{NF} = 1 + \frac{\bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_s^2}{4kTR_s}. \quad (5.13)$$

Теперь, дифференцируя (5.13), можно найти значение R_s , при котором коэффициент шума будет минимален:

$$\frac{d\text{NF}}{dR_s} = \frac{1}{4kT} \left(-\frac{\bar{e}_n^2}{R_s^2} + \bar{i}_n^2 \right). \quad (5.14)$$

Величина NF минимальна, когда

$$\frac{dNF}{dR_s} = 0,$$

то есть при

$$R_s^2 = \frac{\bar{e}_n^2}{\bar{i}_n^2}.$$

Таким образом, оптимальное значение выходного сопротивления источника сигнала, при котором коэффициент шума NF минимален, равно

$$R_{s(\text{опт})} = \left(\frac{\bar{e}_n^2}{\bar{i}_n^2} \right)^{1/2}. \quad (5.15)$$

Если e_n выражено в вольтах, а i_n — в амперах, то значение R_s получается в омах.

5.9.5. Коэффициент шума и биполярный транзистор

Шумовое напряжение e_n и шумовой ток i_n определяются главным образом режимом первого каскада усилителя. В каскаде на биполярном транзисторе и напряжение и ток растут с увеличением коллекторного тока покоя, но i_n растет быстрее, чем e_n , так что $R_{s(\text{опт})}$ падает при больших значениях коллекторного тока. Наименьшее значение коэффициента шума для биполярного транзистора (в типичном случае 1 дБ) получается при очень малых токах коллектора (около 10 мкА). По этой причине $R_{s(\text{опт})}$ относительно велико и составляет десятки килоом. Во входной каскад следует ставить «малозумящий» транзистор, то есть транзистор с малым $1/f$ -шумом. Не приходится и говорить, что хороший малозумящий транзистор должен также обладать достаточно большим коэффициентом усиления тока при очень малых токах коллектора.

Иногда в малозумящих схемах используют транзистор типа BC109; он очень похож на распространенный транзистор типа BC107, но имеет больший коэффициент усиления тока.

На рис. 5.9 показаны типичные зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала для маломощного кремниевого транзистора, такого как транзистор типа BC109. Здесь шумовая полоса простирается от 30 Гц до 20 кГц, так что указанные значения коэффициента шума характеризуют устройство звукового диапазона. Наименьшие значения коэффициента шума получаются при $I_c = 10$ мкА и сопротивлениях источника сигнала в интервале от 10 до 100 кОм. Заметьте, однако, что при сопротивлении источника сигнала всего лишь в 1 кОм лучше выбрать ток коллектора равным 100 мкА.

Ясно, что для получения возможно меньшего значения коэффициента шума желательно иметь малый ток коллектора. Но что делать, если выходное сопротивление нашего источника сигнала много меньше, чем несколько десятков килоом, необходимых для минимизации коэффициента шума в

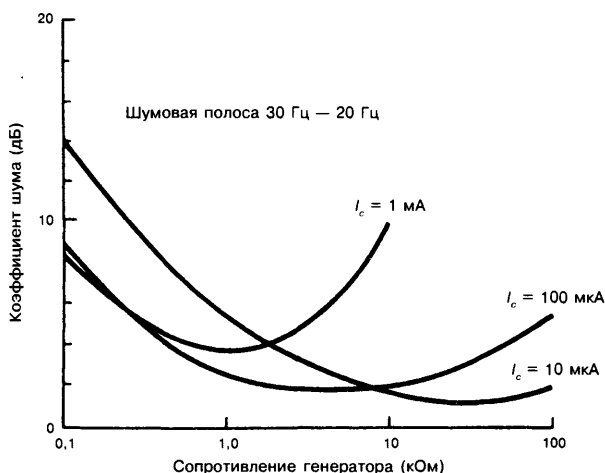


Рис. 5.9. Типичные зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала для маломощного транзистора, такого как BC109.

такой цепи? Один из ответов заключается в изменении сопротивления с помощью трансформатора, как это обсуждается в разд. 5.11. Другой путь состоит в параллельном соединении нескольких входных транзисторов, как это делается иногда внутри интегральных микросхем.

5.9.6. Практический маломушящий усилитель

На рис. 5.10 приведена полезная схема маломушящего усилителя, типичная в качестве входного каскада для высококачественных усилителей звукового диапазона. Коллекторный ток транзистора T_1 — порядка 100 мкА. Считается удовлетворительным, если сопротивление источника лежит в пределах от 1 до 20 кОм; при этом коэффициент шума может быть меньше чем 2 дБ. Оптимальное значение импеданса источника — около 5 кОм. Коэффициент усиления схемы жестко задается отрицательной обратной связью, образуемой резистором R_2 . При указанных величинах сопротивлений коэффициент усиления напряжения равен 100. Схему нетрудно видоизменить, чтобы включить регулировку частотной характеристики, заменив резистор R_2 на соответствующую комбинацию резисторов и конденсаторов. Такая конструкция применяется в усилителях звукового диапазона для выравнивания характеристики дисков. Отдельно (за счет резистора R_4) реализована обратная связь по постоянному току, стабилизирующая режим покоя.

Читатель мог обратить внимание на тот факт, что теперь имеются два разных критерия согласования сопротивлений применительно к усилителю напряжения. Для максимальной передачи напряжения требуется, чтобы сопротивление источника сигнала было много меньше, чем входное сопротивление усилителя, тогда как для получения минимального коэффициента шума необходимо, чтобы сопротивление источника сигнала не было слишком малым. Противоречат ли эти критерии один другому?

К счастью, не противоречат, поскольку входное сопротивление усилителя обычно много больше, чем оптимальное сопротивление источника сигнала.

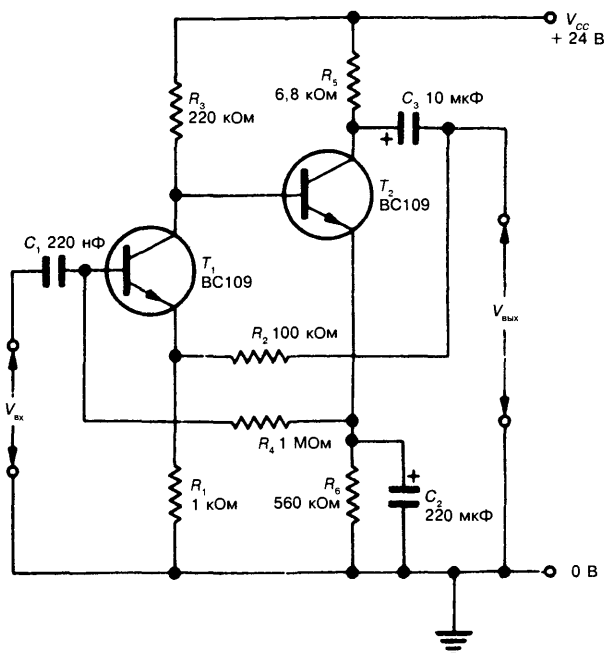


Рис. 5.10. Малошумящий двухтранзисторный усилитель напряжения. Коэффициент усиления $\approx (R_1 + R_2)/R_1 \approx 100$. Коэффициент шума имеет минимальное значение при сопротивлении источника сигнала 5 кОм.

5.9.7. Шумы в полевых транзисторах

Преобладающими источниками шума в полевом транзисторе являются:

- а) тепловой шум канала и
- б) $1/f$ -шум, который особенно существен на частотах ниже 1 кГц.

Дробовой шум пренебрежимо мал, так как единственный p - n -переход образован затвором, по которому течет только очень маленький ток утечки.

Тепловой шум канала можно учесть как шум включенного последовательно со входом дополнительного сопротивления, порождающего, как обычно, шумовое напряжение с эффективным значением $\sqrt{4kTR\Delta f}$. Можно показать, что величина этого эквивалентного дополнительного сопротивления должна быть порядка $1/g_m$; таким образом, при типичных значениях g_m от 1000 до 3000 мкСм дополнительное сопротивление будет иметь величину порядка сотен ом. Поэтому шум дополнительного сопротивления будет существенным по сравнению с тепловым шумом источника сигнала только в том случае, если сопротивление последнего на самом деле очень мало.

В случае полевых транзисторов — в том, что касается звукового диапазона частот, — на первое место выдвигается $1/f$ -шум. Он может сильно меняться от одного транзистора к другому. В общем случае шумовой ток на входе чрезвычайно мал в звуковом диапазоне частот, так что лучшие значения коэффициента шума можно получить при больших сопротивлениях источника сигнала.

Для полевых транзисторов с p - n -переходом оптимальные значения сопротивлений источника сигнала лежат в пределах от 1 до 10 МОм, и в этом случае коэффициент шума обычно получается меньшим 1 дБ. Очень хороших результатов можно достичь в звуковом диапазоне при сопротивлениях источника от 50 кОм до 100 МОм. На рис. 5.11 приведен малошумящий усилитель напряжения звукового диапазона с полевым транзистором на входе. Схема работает удовлетворительно с хорошими экземплярами транзисторов типа 2N3819; при появлении какого-либо чрезмерного шума следует принимать меры по его устранению. Входное сопротивление равно R_1 ; при необходимости его можно увеличить до нескольких сотен мегаом.

За полевым транзистором следует стандартный усилитель на биполярных транзисторах, в котором используется схема Дарлингтона, чтобы избежать чрезмерного шунтирования 200-килоомного резистора R_4 в цепи стока. Отрицательная обратная связь, охватывающая весь усилитель и осуществляемая резисторами R_5 и R_3 , стабилизирует коэффициент усиления напряжения. Подстраиваемый резистор смещения R_2 дает возможность компенсировать разброс напряжений отсечки полевых транзисторов в широком диапазоне.

МОП-транзистор, у которого нет p - n -переходов вовсе, свободен от дробового шума. Однако в нем напряжение $1/f$ -шума может быть в 100 раз больше, чем у полевого транзистора с p - n -переходом. Очень малый шумо-

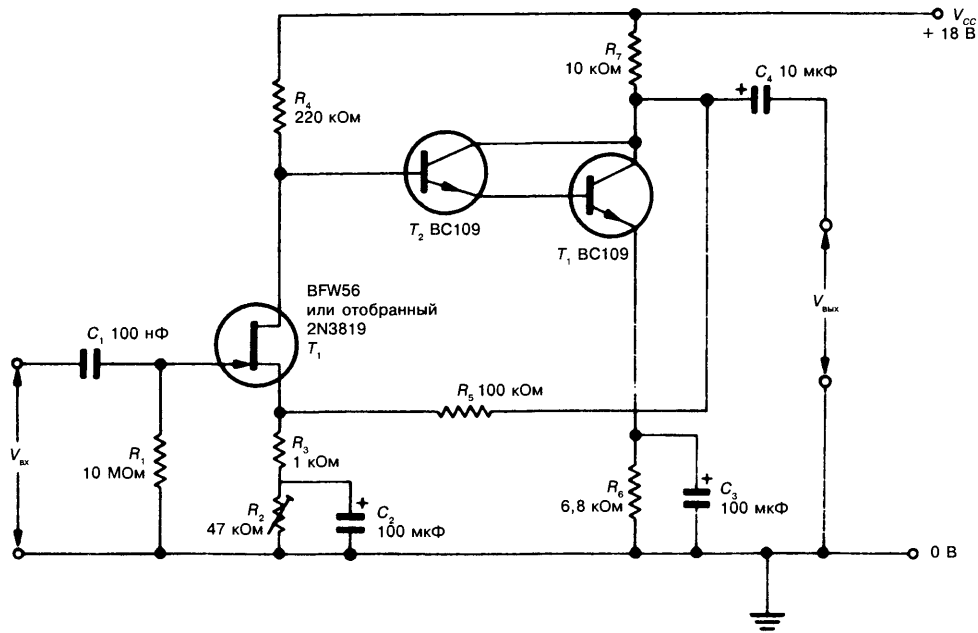


Рис. 5.11. Малошумящий усилитель напряжения с полевым транзистором на входе. Подстройкой R_2 устанавливают напряжение на коллекторе транзистора T_3 равным +10 В. Коэффициент усиления напряжения $\approx 1/\beta = (R_4 + R_5)/R_3 \approx 100$. Шумовые показатели оказываются низкими при сопротивлениях источника сигнала из интервала 50 кОм — 10 МОм.

вой ток на входе и исключительно малый входной ток утечки означают, что можно использовать источники сигналов с большими значениями сопротивлений: необходимы величины порядка 100 МОм и выше, чтобы получить разумные значения коэффициента шума в звуковом диапазоне. На высоких частотах (десятки и сотни мегагерц) шумовые характеристики как полевого транзистора с p - n -переходом, так и МОП-транзистора значительно изменяются. Напряжение $1/f$ -шума более не является существенным, а входной шумовой ток заметно растет из-за емкостной связи между каналом и затвором. В этом случае оптимальное сопротивление источника сигнала может доходить до одной тысячной от значения, относящегося к низким частотам.

5.10. Принцип изменения сопротивления

Теперь, обсудив критерии согласования сопротивлений, уместно рассмотреть имеющиеся методы изменения выходного сопротивления, когда источник должен питать уже существующую нагрузку и критерий согласования не выполняется. Два примера будут иллюстрацией того, с какими проблемами при этом можно столкнуться.

1. Нам нужно согласовать микрофон с 30-омным сопротивлением со входом маломощного усилителя на биполярных транзисторах, подобного усилителю, приведенному на рис. 5.10. Входное сопротивление усилителя много больше, чем сопротивление микрофона, так что с передачей напряжения все в порядке. Однако для получения оптимального коэффициента шума нужно, чтобы рассматриваемое со стороны усилителя сопротивление источника находилось в пределах от 1 до 10 кОм. Поэтому нам необходимо преобразовать сопротивление 30-омного микрофона до величины порядка 5 кОм. Чтобы выполнить это, следует воспользоваться повышающим трансформатором.

2. У нас имеется генератор с большим выходным сопротивлением, равным 10 кОм. Этот генератор необходимо использовать для тестирования ряда транзисторных усилителей с входными сопротивлениями из широкого диапазона от 1 до 20 кОм. Предположим, мы хотим на каждый усилитель по очереди подавать одно и то же напряжение сигнала, не производя изменений на выходе генератора. Мы должны преобразовать выходное сопротивление генератора так, чтобы его значение изменилось от 10 кОм до некоторой величины, не превышающей 100 Ом. В этом случае следует использовать эмиттерный повторитель.

5.11. Изменение сопротивления с помощью трансформатора

Обычно трансформатор применяют для изменения переменных напряжений. Его использование для преобразования сопротивления лишь чуть менее очевидно. Рассмотрим трансформатор, изображенный на рис. 5.12. Здесь напряжение $V_{вх}$, приложенное к первичной обмотке, повышается до большего по величине напряжения $V_{вых}$. Ко вторичной обмотке подключена на-

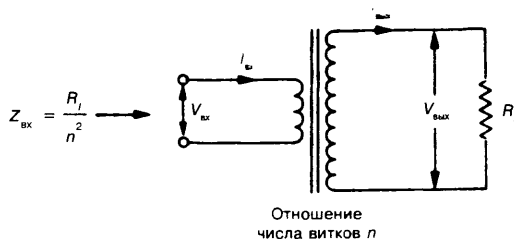


Рис. 5.12. Трансформатор в качестве преобразователя напряжения.

грузке R_L , и по ней течет ток $I_{\text{ВЫХ}}$. Отношение напряжений $V_{\text{ВЫХ}}/V_{\text{ВХ}}$ равно отношению числа витков:

$$\frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = n = \frac{N_2}{N_1}, \quad (5.16)$$

где N_1 — число витков в первичной обмотке, а N_2 — число витков во вторичной обмотке.

Теперь будет разумно предположить, что потери мощности в трансформаторе пренебрежимо малы, так что мощность в первичной обмотке равна мощности в цепи вторичной обмотки, то есть

$$V_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}} = V_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}$$

(в предположении, что V и I находятся в фазе).

Тогда из закона Ома следует:

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{R_L},$$

поэтому

$$V_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}} = \frac{V_{\text{ВЫХ}}^2}{R_L}$$

и

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{V_{\text{ВЫХ}}^2}{V_{\text{ВХ}} R_L}.$$

Если смотреть на трансформатор со стороны его первичной обмотки, то кажется, что он обладает некоторым входным сопротивлением, равным

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{V_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}};$$

подставляя значение тока $I_{\text{ВХ}}$, получим

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{V_{\text{ВХ}}^2 R_L}{V_{\text{ВЫХ}}^2}, \quad (5.17)$$

то есть

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R_L}{n^2}.$$

Таким образом, мы видим, что первичная обмотка трансформатора оказывает сопротивление, равное сопротивлению нагрузки во вторичной обмотке, деленному на квадрат отношения числа витков. Величину $R_{\text{вх}}$ называют сопротивлением $R_{\text{л}}$, *пересчитанным* в первичную обмотку.

Может показаться удивительным, что обмотка трансформатора, являющаяся по своей сути катушкой, ведет себя как сопротивление, а не как индуктивность. Это происходит потому, что в наших вычислениях мы неявно предполагали бесконечной собственной реактивности первичной обмотки, которую следовало бы включить параллельно с $R_{\text{вх}}$. Это оправданное допущение, когда у трансформатора достаточно большое число витков на вольт и подходящий сердечник, но существует предел в области низких частот, ниже которого эффективность (к.п.д.) трансформатора уменьшается из-за шунтирования первичной обмотки реактивностью.

Наше второе важное допущение неявно содержится в предположении, что отношение напряжений $V_{\text{вых}}/V_{\text{вх}}$ в точности равно отношению числа витков n . Это имеет место, когда магнитный поток, создаваемый током вторичной обмотки, равен по величине и направлен в противоположную сторону по отношению к потоку, создаваемому током в первичной обмотке. Таким образом, результирующий поток в первичной катушке равен нулю, и никакой индукции от тока вторичной обмотки нет. На практике происходит некоторое рассеяние потоков, в результате чего возникают индуктивности рассеяния, которые оказываются включенными последовательно с первичной и вторичной обмотками; индуктивностями рассеяния можно пренебрегать, за исключением высоких частот, где они, совместно с емкостями обмоток, приводят к потерям и фазовым сдвигам, которыми определяется верхняя граница частотной характеристики трансформатора.

Подводя итог сказанному, видим, что трансформатор может преобразовать высоковольтный сигнал с малым током в низковольтный сигнал с большим током и наоборот. Вот почему происходит изменение сопротивления, а это, в частности, необходимо, когда источник слабого сигнала, такой как микрофон, должен быть согласован с усилителем для получения возможно лучшего отношения сигнал/шум. Если источник сигнала с сопротивлением R_s должен быть согласован с усилителем, которому необходимо оптимальное сопротивление источника $R_{\text{вх}}$, то требуемое отношение числа витков в трансформаторе равно:

$$n = \left(\frac{R_s}{R_{\text{вх}}} \right)^{1/2}.$$

Таким образом, в примере 1 из разд. 5.10, где нам желательно, чтобы 30-омный микрофон казался усилителю источником с сопротивлением 5000 Ом, необходим повышающий трансформатор с отношением числа витков, равным

$$n = \left(\frac{5000}{30} \right)^{1/2} = (167)^{1/2} = 12,9.$$

В подобном случае значение n выбирают между 1 : 10 и 1 : 15.

Кроме правильного отношения числа витков, необходимо также, чтобы через трансформатор хорошо проходили сигналы в желаемом диапазоне частот и требуемой величины, что обеспечивается соответствующей величиной индуктивности первичной обмотки и пренебрежимо малыми индуктивностями рассеяния.

5.12. Эмиттерный повторитель

5.12.1. Расчет схемы эмиттерного повторителя

Если для оптимальной передачи напряжения в последующую цепь выходное сопротивление должно быть уменьшено, то от применения трансформатора будет мало пользы, так как одновременно с уменьшением сопротивления будет происходить понижение напряжения. Значительно более удовлетворительное решение этой проблемы дает использование транзистора в схеме *эмиттерного повторителя* (в схеме с *общим коллектором*). В этой схеме, типичный пример которой представлен на рис. 5.13, коэффициент усиления напряжения лишь чуть меньше единицы. Однако, благодаря усилению тока в транзисторе, эмиттерный повторитель понижает выходное сопротивление любого источника сигнала, подключенного к его входу.

Как следует из названия «с общим коллектором», коллектор транзистора напрямую соединяется с шиной питания, которая, с точки зрения сигнала, является тем же самым, что и общая шина (земля), поскольку источник питания всегда бывает спроектирован так, чтобы сопротивление со стороны его выхода было очень мало для сигнала. Подключаемый на выходе резистор нагрузки R_L находится в цепи эмиттера, тогда как входной сигнал подается, как обычно, между базой и землей.

Прежде чем рассматривать поведение эмиттерного повторителя по отношению к переменным сигналам, стоит обсудить состояние покоя по постоянному току (в отсутствие сигнала). Как и в усилителе с транзистором, включенном по схеме с общим эмиттером (см. гл. 1), мы должны обеспе-

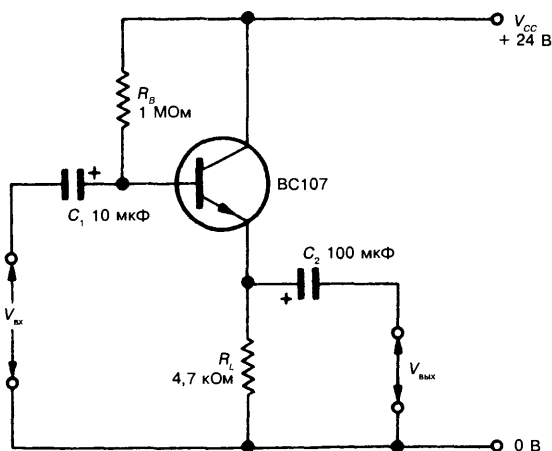


Рис. 5.13. Эмиттерный повторитель.

чить возможность для выходного сигнала колебаться как в положительную сторону (по направлению к шине питания), так и в отрицательную сторону (по направлению к земле). Для того чтобы выходной сигнал имел возможно больший размах, следует выбрать напряжение покоя на эмиттере посредине между землей и питанием, то есть около 4,5 В в данном примере.

Если выбрать R_L равным 4,7 кОм, то начальное значение эмиттерного тока покоя будет равно 1 мА. Эта величина (1 мА) выбрана здесь совершенно произвольно такой же, какой она была в усилителе с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером. Выбор тока покоя зависит от переменного тока, необходимого для создания выходного напряжения сигнала: чем больше требуемый размах тока, тем большим должен быть ток покоя, чтобы схема оставалась в линейном режиме. Этот вопрос еще будет уточнен в разд. 5.17.

С помощью базового резистора смещения R_b в переход база-эмиттер подается базовый ток, достаточный для поддержания требуемого тока эмиттера. В данном примере мы предположили, что коэффициент усиления тока h_{FE} транзистора типа BC107 равен 200. Таким образом, для поддержания эмиттерного тока, равного 1 мА, требуется базовый ток величиной $1/200$ мА = 5 мкА. Этот ток будет течь по резистору R_b , чье сопротивление рассчитывается по закону Ома в предположении, что напряжение на базе равно напряжению на эмиттере (4,5 В). Тогда на резисторе R_b падает примерно (9 – 4,5) В и текущий по нему ток равен 5×10^{-6} А, откуда

$$R_b = \frac{9 - 4,5}{5 \times 10^{-6}} \text{ Ом},$$

$$R_b = 900 \text{ кОм}.$$

Выбрано сопротивление 1 МОм, как близкое к вычисленному значению из рекомендуемых номиналов.

Хотя рассмотренный способ задания рабочей точки транзистора едва ли мог быть более простым, он все же в какой-то степени обладает свойством саморегулировки, компенсирующей любые колебания коэффициента усиления тока транзистора h_{FE} . В гл. 1 мы впервые встретились с необходимостью такого компенсирующего действия в усилителе напряжения, и приведенные там рассуждения в равной мере приложимы к эмиттерному повторителю.

Посмотрим, что случится в схеме на рис. 5.13, если коэффициент усиления тока транзистора будет много больше предположенного значения 200. Эмиттерный ток станет большим, чем 1 мА, и, следовательно, на резисторе R_L будет падать большее напряжение, нежели 4,5 В. В результате напряжение на резисторе R_b уменьшится по сравнению с первоначальным значением 4,5 В, и базовый ток станет меньше расчетного значения 5 мкА.

Таким образом, несмотря на некоторые изменения напряжения покоя на эмиттере из-за изменений h_{FE} , транзистор никогда не сможет войти в режим отсечки или насыщения, и схема всегда будет оставаться в рабочем состоянии, хотя применение отдельных экземпляров транзисторов с очень большими или очень малыми коэффициентами усиления будет ограничивать возможные колебания выходного напряжения в положительную или в отрицательную сторону.

5.12.2. Переменные сигналы в эмиттерном повторителе

Чтобы посмотреть, что происходит с переменными сигналами, перерисуем схему, оставив только те элементы, которые существенны с точки зрения переменных сигналов. Такая схема для переменных сигналов приведена на рис. 5.14. Резистор смещения показан пунктиром: мы учтем его влияние после того, как будет прослежено прохождение сигнала через транзистор. Соединение между шиной питания V_{CC} и землей указывает, что по отношению к переменному сигналу источник питания ведет себя как короткое замыкание.

Ко входу эмиттерного повторителя подключен генератор с э.д.с. холостого хода e и внутренним (выходным) сопротивлением R_s ; напряжение сигнала, фактически действующее на входе, пусть равно $v_{вх}$. Этот сигнал вызывает переменные токи в базе (i_b), в эмиттере (i_e) и в коллекторе (i_c). Напряжение выходного сигнала $v_{вых}$ развивается на нагрузке R_L . Эти переменные напряжения и токи обычно обозначаются маленькими буквами v и i в отличие от постоянных напряжений и токов, обозначаемых большими буквами V и I .

Линейные схемы обладают тем ценным свойством, что переменные сигналы можно рассматривать независимо от установившихся постоянных напряжений и токов в схеме; это — частный случай использования *принципа суперпозиции*, применимого только к линейным системам.

Имеется важное различие между эмиттерным повторителем и схемой с общим эмиттером. В то время как в схеме с общим эмиттером вход и выход разделены смещенным в обратном направлении переходом коллектор—база, в эмиттерном повторителе вход соединен с выходом, смещенным в прямом направлении переходом база—эмиттер.

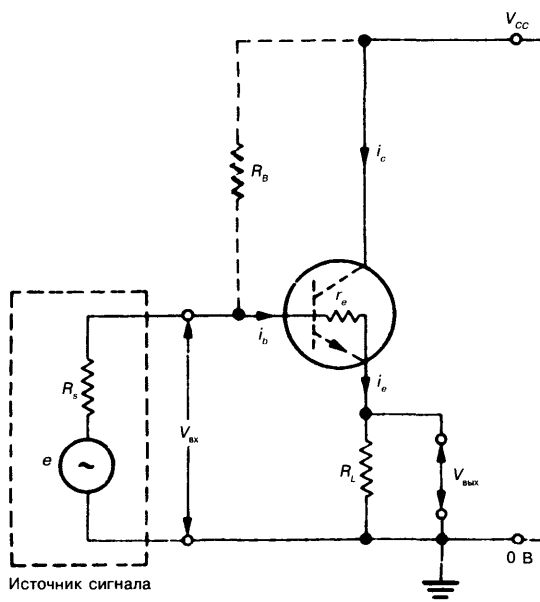


Рис. 5.14. Схема эмиттерного повторителя с точки зрения переменного сигнала. (По сопротивлению r_e течет эмиттерный ток. — Примеч. перев.)

Как будет показано в следующей главе (см. разд. 6.2), этот переход обладает малым сопротивлением r_e , и реальное значение r_e равно:

$$r_e = \frac{25}{I_E} \text{ Ом}, \quad [(6.6)]$$

где I_E — постоянный ток эмиттера в миллиамперах. Если ток эмиттера равен 1 мА, как это имеет место в рассматриваемом нами примере, то r_e равно 25 Ом, так что вход, по существу, соединен с выходом сопротивлением, которое мало по сравнению с эмиттерной нагрузкой R_L .

Из схемы на рис. 5.14 можно видеть, что r_e и R_L образуют для сигнала делитель напряжения, так что коэффициент усиления напряжения A_V всегда оказывается немного меньшим единицы:

$$A_V = \frac{R_L}{R_L + r_e}. \quad (5.18)$$

В данном примере $R_L \approx 5 \text{ кОм}$ и $r_e \approx 25 \text{ Ом}$, поэтому

$$A_V = \frac{5000}{5000 + 25} = 0,995.$$

Поскольку коэффициент усиления так близок к единице, напряжение на эмиттере, действительно, почти точно *повторяет* напряжение на базе, откуда и происходит название этой схемы.

5.12.3. Входное сопротивление эмиттерного повторителя

Рассмотрение переменных токов и напряжений в схеме на рис. 5.14 дает нам возможность вычислить входное сопротивление эмиттерного повторителя. Если пренебречь паразитными емкостями (это разумное приближение, за исключением очень высоких частот), то входной и выходной импедансы оказываются чисто резистивными.

Входное сопротивление равно

$$R_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{вх}}}{i_b}.$$

Теперь

$$i_c = h_{fe} i_b,$$

где h_{fe} — коэффициент усиления тока транзистора по отношению к (малым) переменным сигналам.

Ток эмиттера равен

$$i_e = i_c + i_b = i_b (h_{fe} + 1).$$

Следовательно,

$$i_b = \frac{i_e}{h_{fe} + 1}$$

и

$$R_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{вх}}}{i_e} (h_{fe} + 1). \quad (5.19)$$

Но коэффициент усиления примерно равен единице, то есть

$$v_{\text{вх}} \approx v_{\text{вых}};$$

поэтому

$$R_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{ввых}}}{i_e} (h_{fe} + 1). \quad (5.20)$$

Далее,

$$\frac{v_{\text{ввых}}}{i_e} = R_L,$$

откуда

$$R_{\text{вх}} = R_L (h_{fe} + 1). \quad (5.21)$$

Поскольку $h_{fe} \gg 1$, получаем

$$R_{\text{вх}} \approx R_L h_{fe}. \quad (5.22)$$

Таким образом, входное сопротивление эмиттерного повторителя равно сопротивлению эмиттерной нагрузки, умноженному на коэффициент усиления тока транзистора.

Важно отметить, что в случае, когда выход эмиттерного повторителя нагружен другой схемой, нагрузкой в эмиттере является параллельное соединение R_L и внешнего сопротивления. Поэтому изменение в нагрузке эмиттерного повторителя приводит к соответствующему изменению его входного сопротивления.

До сих пор мы пренебрегали влиянием резистора смещения R_B на входное сопротивление. Резистор R_B включен между входом эмиттерного повторителя и шиной питания V_{CC} , то есть, по существу, параллельно входу, поскольку для переменных сигналов шина питания эквивалентна земле. Следовательно, на самом деле входное сопротивление эмиттерного повторителя равно сопротивлению параллельно включенных $R_L h_{fe}$ и R_B :

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_B R_L h_{fe}}{R_B + R_L h_{fe}}. \quad (5.23)$$

5.12.4. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя

Чтобы найти выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ эмиттерного повторителя, можно воспользоваться самым общим методом его определения, обсуждавшимся ранее:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{\text{э.д.с. холостого хода}}{\text{ток короткого замыкания}}. \quad [(5.3)]$$

Э.д.с. холостого хода — это напряжение $v_{\text{вых}}$, которое, как было показано, приближенно равно $v_{\text{бх}}$. Обращаясь снова к рис. 5.14, видим также, что $v_{\text{бх}} \approx e$, где e — напряжение холостого хода генератора. Следовательно, $v_{\text{вых}} \approx e$. Эмиттерный ток короткого замыкания будет определяться током в цепи базы, причем сопротивлением p - n -перехода в транзисторе будем пренебрегать. Замыкая R_L накоротко по переменному сигналу, получаем для тока базы: $i_{b(sc)} = e/R_s$. Значит, эмиттерный ток короткого замыкания равен

$$i_{e(sc)} = \frac{e}{R_s} (h_{fe} + 1) \approx \frac{e}{R_s} h_{fe}.$$

Далее,

$$Z_{\text{вых}} \approx \frac{e}{i_{e(sc)}}.$$

Подставляя $i_{e(sc)}$, получим:

$$Z_{\text{вых}} \approx \frac{R_s}{h_{fe}}. \quad (5.24)$$

Таким образом, эмиттерный повторитель уменьшает выходное сопротивление генератора в число раз, равное коэффициенту усиления тока транзистора. Если выходное сопротивление генератора очень велико (сравнимо с $R_L h_{fe}$), то сопротивление R_L должно быть учтено как включенное параллельно найденному выходному сопротивлению эмиттерного повторителя. Если сопротивление источника сигнала на входе эмиттерного повторителя пренебрежимо мало ($R_s = 0$), то выходное сопротивление равно эквивалентному сопротивлению r_e перехода база—эмиттер.

5.12.5. Схема Дарлингтона

Если требуется преобразовать сопротивление в большей степени, чем это достижимо на одном транзисторе, то можно воспользоваться схемой Дарлингтона на двух транзисторах, в которой эмиттерный ток первого транзистора образует базовый ток второго транзистора. Таким образом, коэффициент усиления тока у этой пары равен произведению коэффициентов усиления тока каждого из этих двух транзисторов в отдельности.

Схема Дарлингтона представлена на рис. 5.15. В зависимости от включенной на выходе нагрузки входное сопротивление может достигать до 10 МОм. По тому же принципу, что и в схеме Дарлингтона, можно включить друг за другом большее число транзисторов, но, к сожалению, по отношению к общему коэффициенту усиления тока действует закон «убывающей прибыли»: первый транзистор, как правило, работает при столь малом коллекторном токе, что его коэффициент усиления тока резко падает, и применение этого транзистора становится неэффективным. Однако в случае, когда оконечный транзистор является мощным и с его помощью осуществляется управление током в несколько ампер, может оказаться выгодным включение до четырех транзисторов по принципу схемы Дарлингтона.

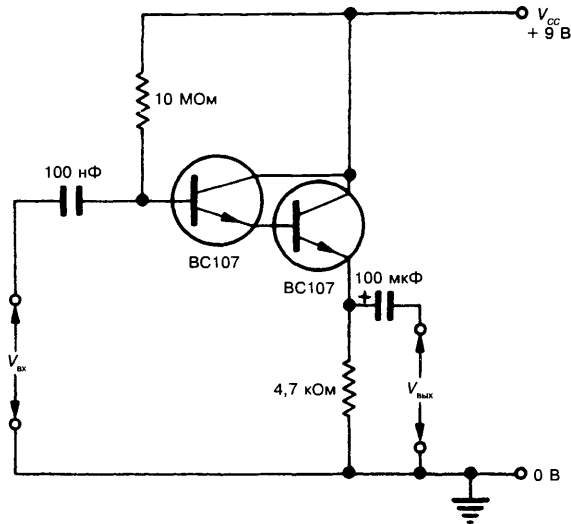


Рис. 5.15. Схема Дарлингтона дает увеличение коэффициента усиления тока и имеет большое входное сопротивление.

5.12.6. Улучшенная стабильность по постоянному току

Несмотря на то что единственный резистор смещения в базе обеспечивает требуемое во многих приложениях регулирование режима по постоянному току, можно все же получить улучшенную стабильность, применяя делитель напряжения для задания потенциала базы (рис. 5.16). Резисторы с сопротивлениями 10 и 12 кОм поддерживают потенциал базы относительно земли чуть большим чем $V_{CC}/2$; в результате напряжение на эмиттере устанавливается равным $V_{CC}/2$, за вычетом 0,6 В, падающих на переходе база—эмиттер.

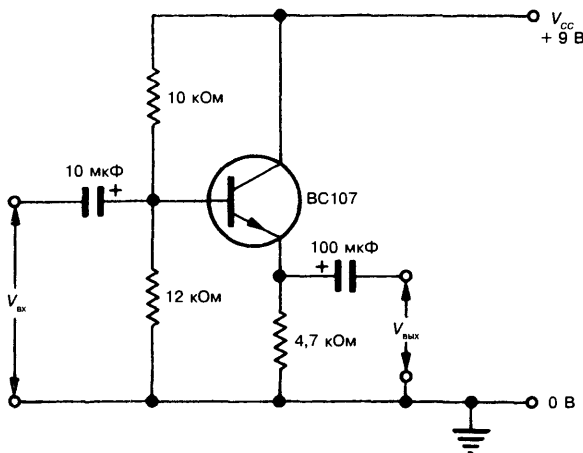


Рис. 5.16. Эмиттерный повторитель с делителем напряжения в базе для стабилизации по постоянному току.

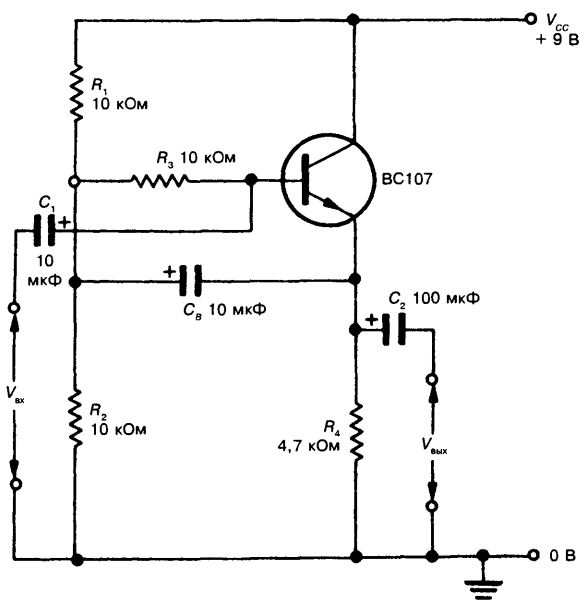


Рис. 5.17. За счет конденсатора $C_{\text{в}}$ в цепи следящей обратной связи эффективное сопротивление R_3 возрастает, в результате чего входное сопротивление оказывается большим.

Главный недостаток такого достижения стабильности заключается в том, что делитель напряжения в базе шунтирует вход и уменьшает входное сопротивление до значений порядка 5 кОм. Это препятствие можно преодолеть путем введения *следающей обратной связи* (рис. 5.17). Такая связь является частным случаем положительной обратной связи, за счет которой сопротивление резистора по отношению к переменным сигналам значительно возрастает.

В схеме на рис. 5.17 потенциал базы по постоянному току определяется величинами R_1 и R_2 точно так же, как в схеме на рис. 5.16. Однако с помощью конденсатора $C_{\text{в}}$ в цепи следящей обратной связи выходной сигнал подается обратно в точку соединения резисторов A , заставляя напряжение в этой точке колебаться вверх и вниз в фазе со входным сигналом. Поэтому в резистор R_3 ответвляется очень малый ток со стороны входа, и эффективное сопротивление этого резистора оказывается, соответственно, большим. Эта схема подтягивает свою входную цепь вверх и вниз «за ее собственные шнурки». В данной схеме потенциал левого вывода R_3 «следит» за входным сигналом, приложенным к правому выводу этого резистора. Эффективное сопротивление резистора R_3 возрастает в число раз, зависящее от коэффициент усиления напряжения A_v эмиттерного повторителя, так как теперь разность потенциалов по переменному току на резисторе R_3 равна $(v_{\text{вх}} - A_v v_{\text{вх}})$, поэтому текущий по нему ток уменьшается в $v_{\text{вх}} / (v_{\text{вх}} - A_v v_{\text{вх}})$ раз. Таким образом, следящая обратная связь с коэффициентом усиления напряжения, равным 0,99, приведет к стократному увеличению эффективного сопротивления резистора R_3 . Очень большое входное сопротивление можно получить с помощью схемы Дарлингтона со следящей обратной связью.

5.12.7. Подача сигнала в длинные линии

Малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя полезно не только для оптимизации передачи напряжения от одной схемы к другой, но и для решения проблемы, связанной с соединением двух блоков посредством длинной линии.

Существует два главных затруднения, относящихся к применению длинных линий: наводки от посторонних сигналов и шунтирующая емкость. Самой распространенной наводкой является фон от силовой сети переменного тока: в любом здании электрические провода излучают переменное электрическое поле, улавливаемое проводниками соединительных линий. Обычно на практике для передачи небольших по величине сигналов применяют экранированный (коаксиальный) кабель с заземленной оплеткой, которая окружает «опасный с точки зрения наводок» проводник, являясь для него электрическим экраном. К сожалению, при использовании экранированных кабелей обостряется проблема шунтирующей емкости. При типичных значениях погонной емкости, достигающих до 200 пФ/м, такой кабель ведет себя как довольно большой конденсатор на выходе схемы. В результате возникает опасность ослабления высоких частот из-за шунтирующего действия малого реактивного сопротивления емкости кабеля.

Подача сигнала в линию от источника с малым выходным сопротивлением сводит к минимуму как наводки от сети, так и ослабление, обусловленное емкостью линии. Причина этого становится очевидной при рассмотрении эквивалентной схемы выходной цепи на рис. 5.5. Малое сопротивление источника означает, что малым является сопротивление, включенное параллельно между сигнальным проводом и землей. Типичное значение выходного сопротивления эмиттерного повторителя меньше 50 Ом, и оно скрадывает шунтирующее действие емкости линии. Такое малое сопротивление источника делает линию также весьма неэффективной антенной и маловероятными наводки от сети.

Еще большего уменьшения наводок от посторонних источников можно достичь, применяя симметричную линию и дифференциальный вход, как это обсуждается далее в гл. 8.

5.13. Истоковый повторитель

5.13.1. Расчет схемы

Включая нагрузку в цепь истока полевого транзистора, мы получаем показанную на рис. 5.18 схему с общим стоком или истоковый повторитель. Истоковый повторитель, подобно эмиттерному повторителю, является схемой согласования сопротивлений с коэффициентом усиления напряжения, близким к единице, и с тем дополнительным достоинством, что полевой транзистор по своей природе обладает большим входным сопротивлением.

На рис. 5.19 показана эквивалентная схема истокового повторителя, где приняты во внимание только переменные токи и напряжения точно так же, как это было сделано в отношении эмиттерного повторителя на рис. 5.14. Коэффициент усиления напряжения истокового повторителя чуть-чуть мень-

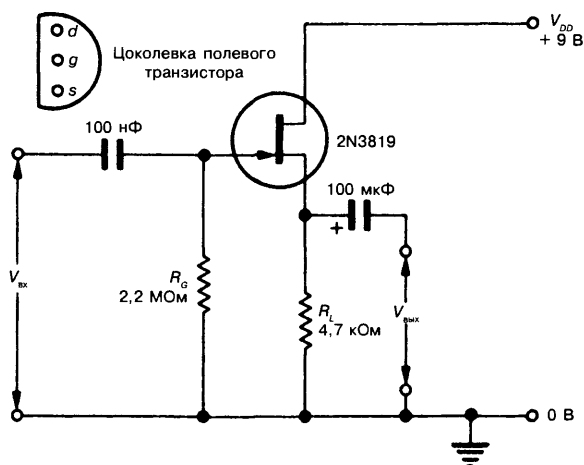


Рис. 5.18. Основная схема истокового повторителя.

ше единицы. Достаточно беглого взгляда на рис. 5.19, чтобы убедиться в этом; между затвором и истоком полевого транзистора имеется лишь малый сигнал v_{gs} , так что $v_{вх}$ и $v_{вых}$ отличаются только на эту малую величину, в результате чего коэффициент усиления и оказывается примерно равным 1. Более подробное рассмотрение подтверждает это и приводит к выражению для коэффициента усиления.

Поскольку ток стока i_g пренебрежимо мал, переменный ток стока i_d , как известно, равен току истока i_s . Но ток стока i_d связан с напряжением затвор—исток v_{gs} коэффициентом пропорциональности, равным крутизне g_m :

$$i_d = g_m v_{gs},$$

поэтому

$$i_d = i_s,$$

$$i_s = g_m v_{gs}.$$

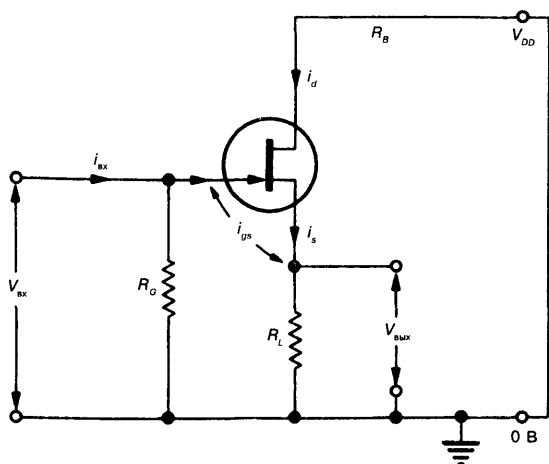


Рис. 5.19. Схема истокового повторителя с точки зрения переменного сигнала.



Далее, согласно закону Ома имеем:

$$v_{\text{ВЫХ}} = R_L i_s = R_L g_m v_{gs}.$$

Но, как говорилось выше, $v_{gs} = v_{\text{ВХ}} - v_{\text{ВЫХ}}$, поэтому

$$v_{\text{ВЫХ}} = R_L g_m (v_{\text{ВХ}} - v_{\text{ВЫХ}}).$$

Выполняя преобразования, получим

$$v_{\text{ВЫХ}} = R_L g_m v_{\text{ВХ}} - R_L g_m v_{\text{ВЫХ}},$$

$$v_{\text{ВЫХ}} (1 + R_L g_m) = R_L g_m v_{\text{ВХ}},$$

и поэтому коэффициент усиления напряжения равен

$$A_v = \frac{v_{\text{ВЫХ}}}{v_{\text{ВХ}}} = \frac{R_L g_m}{1 + R_L g_m}. \quad (5.25)$$

Если $R_L g_m \gg 1$, то

$$\frac{v_{\text{ВЫХ}}}{v_{\text{ВХ}}} \approx 1.$$

Полагая, что для транзистора типа 2N3819 в схеме на рис. 5.18 $g_m = 2 \text{ мА/В}$, имеем:

$$A_v = \frac{4700 \times 2 \times 10^{-3}}{1 + (4700 \times 2 \times 10^{-3})} = \frac{9,4}{10,4},$$

значит, $A_v \approx 0,90$.

Таким образом, мы видим, что в действительности коэффициент усиления напряжения у истокового повторителя не так близок к единице, как у эмиттерного повторителя, но эта потеря, как правило, незначительна.

5.13.2. Входное и выходное сопротивления истокового повторителя

Ток затвора полевого транзистора пренебрежимо мал, так что весь входной ток $i_{\text{ВХ}}$ течет по резистору в цепи затвора R_G . Поэтому входное сопротивление истокового повторителя равно R_G . Для большинства полевых транзисторов с p - n -переходом величина R_G может достигать до 200 МОм, прежде чем сам ток затвора станет существенным. В случае МОП-транзисторов с их изолированным затвором можно достичь значений входных сопротивлений вплоть до 10^{15} Ом.

Чтобы найти выходное сопротивление истокового повторителя, мы снова применим все тот же способ его определения путем деления напряжения холостого хода на ток короткого замыкания. Глядя снова на рис. 5.19 и полагая приближенно коэффициент усиления равным единице, видим, что в режиме холостого хода $v_{\text{ВЫХ}} \approx v_{\text{ВХ}}$.

Если теперь замкнуть выход накоротко, то все напряжение $v_{\text{ВХ}}$ окажется приложенным между затвором и истоком. Следовательно, ток короткого замыкания будет равен:

$$i_{s(sc)} = g_m v_{\text{ВХ}}, \quad (5.26)$$

а выходное сопротивление —

$$Z_{\text{вых}} = \frac{v_{\text{вых}}}{i_{s(sc)}} = \frac{v_{\text{вх}}}{g_m v_{\text{вх}}} = \frac{1}{g_m}. \quad (5.27)$$

Если g_m выражается в миллиамперах/вольт, то $Z_{\text{вых}}$ — в килоомах.

Это интересный результат, так как он показывает, что у истокового повторителя, в отличие от эмиттерного повторителя, выходное сопротивление не зависит от сопротивления источника сигнала, подключенного ко входу. Для типичного значения крутизны 2 мА/В величина $Z_{\text{вых}}$ равна 500 Ом. Сравнение эмиттерного и истокового повторителей показывает, что первый из них может обеспечить меньшее выходное сопротивление, чем второй. Однако истоковый повторитель является непревзойденным, когда речь идет о сопряжении с таким источником сигнала с очень большим внутренним сопротивлением, как конденсаторный микрофон.

5.13.3. Улучшенная рабочая точка для истокового повторителя

У простой схемы истокового повторителя на рис. 5.18 весьма ограниченный диапазон, в пределах которого может колебаться выходное напряжение. Это происходит из-за неправильного режима покоя по постоянному току. В идеальном случае потенциал истока должен был бы находиться посередине между землей и напряжением питания и быть порядка +4 В. Но в случае, когда затвор привязан к земле, потенциал истока не может быть больше приблизительно +2 В; в противном случае транзистор окажется в режиме отсечки.

Режим по постоянному току можно улучшить, подключая резистор цепи затвора только к части сопротивления в цепи истока, как показано на рис. 5.20. В этой схеме напряжение смещения затвора величиной 1–2 В, необходимое для полевого транзистора, образуется на 1-килоомном резисторе, тогда как на оставшейся части резистора в цепи истока (3,3 кОм)

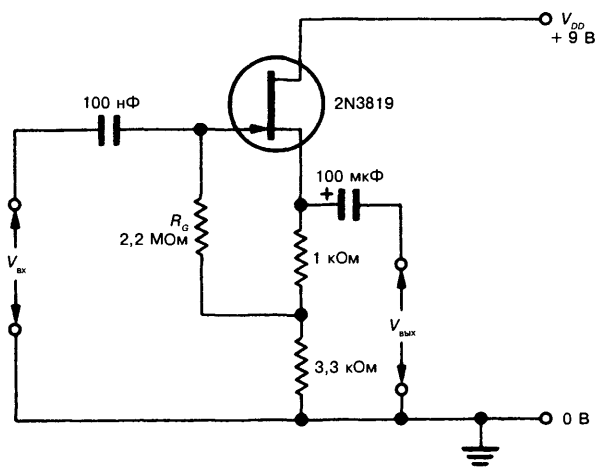


Рис. 5.20. Истоковый повторитель с улучшенным режимом по постоянному току.

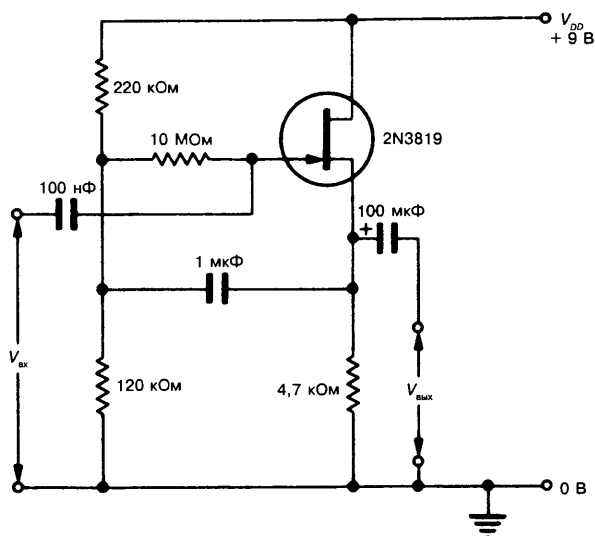


Рис. 5.21. Истоковый повторитель со следящей обратной связью. $Z_{in} \approx 100 \text{ МОм}$.

падает примерно 3 В, так что потенциал истока, как в идеальном случае, находится посредине между землей и напряжением питания.

Это простое усовершенствование дает дополнительный выигрыш, заключающийся в том, что посредством резистора в цепи затвора величиной 2,2 МОм частично осуществляется следящая обратная связь, поскольку потенциал нижнего вывода этого резистора колеблется с амплитудой, составляющей примерно 3/4 от величины выходного сигнала. В результате его эффективное сопротивление возрастает приблизительно в четыре раза, и входное сопротивление оказывается в районе 10 МОм. Путем простого увеличения сопротивления R_G в цепи затвора легко получить значения входного сопротивления в сотни мегаом без какого-либо изменения режима по постоянному току.

Другой способ задания режима по постоянному току в истоковом повторителе состоит в том, чтобы поддерживать затвор положительным по отношению к земле с помощью делителя напряжения. На рис. 5.21 приведена такая схема с делителем напряжения, включенным в цепь следящей обратной связи; ее входное сопротивление порядка 100 МОм. Затвор поддерживается на уровне +3 В относительно земли, а смещение затвор-исток будет устанавливаться само, так что исток окажется на 1–2 В положительнее затвора, то есть будет иметь положительный потенциал, равный 4–5 В относительно земли; это и есть идеальная рабочая точка при напряжении питания 9 В.

5.14. Усиление напряжения и мощности

Хотя коэффициент усиления напряжения у эмиттерного и истокового повторителей меньше единицы, в них происходит значительное усиление мощности, поскольку ток, текущий в выходной цепи, много больше входного тока. Таким образом, эти активные схемы можно противопоставить

пассивному трансформатору, в котором при уменьшении выходного сопротивления одновременно понижается напряжение и, конечно, не происходит усиления мощности.

5.15. Отрицательная обратная связь и выходное сопротивление

В предыдущей главе было показано, что в случае, когда усилитель с коэффициентом усиления напряжения A_0 без обратной связи охвачен отрицательной обратной связью по напряжению с подачей обратно на вход β -й части выходного сигнала (рис. 5.22), коэффициент усиления напряжения с обратной связью равен

$$A = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}. \quad [(4.2)]$$

Следовательно, при подаче на вход усилителя сигнала $v_{\text{вх}}$ на выходе появится напряжение

$$v_{\text{вых}} = A v_{\text{вх}} = \frac{A_0 v_{\text{вх}}}{1 + \beta A_0}.$$

Сейчас мы получим интересный результат: мы вычислим выходное сопротивление усилителя с обратной связью, взяв отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания. При замыкании выхода накоротко выходное напряжение падает до нуля, в результате сигнал обратной связи также становится равным нулю и усилитель возвращается в режим работы без обратной связи. Таким образом, в случае, когда выходное сопротивление основного усилителя без обратной связи Z_0 , выходной ток короткого замыкания оказывается равным

$$i_{\text{сз}} = \frac{A_0 v_{\text{вх}}}{Z_0}.$$

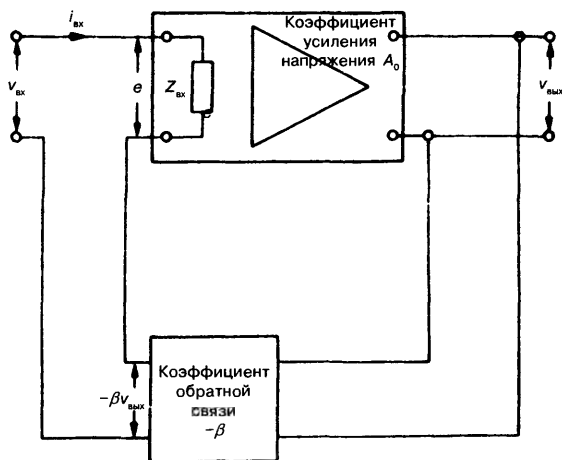


Рис. 5.22. Усилитель с последовательной обратной связью по напряжению.

Теперь для выходного сопротивления Z усилителя с обратной связью справедливо равенство:

$$Z = \frac{v_{\text{вх}}}{i_{\text{с}}} = \frac{A_0 v_{\text{вх}}}{(1 + \beta A_0)} \times \frac{Z_0}{A_0 v_{\text{вх}}},$$

поэтому

$$Z = \frac{Z_0}{1 + \beta A_0}. \quad (5.28)$$

Мы видим, таким образом, что выходное сопротивление усилителя с обратной связью по напряжению уменьшается в $(1 + \beta A_0)$, то есть в такое же число раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления. Стабилизируя коэффициент усиления по напряжению, отрицательная обратная связь поддерживает выходное напряжение относительно неизменным, несмотря на изменения тока нагрузки.

Следует упомянуть, что в случае отрицательной обратной связи по току имеет место обратный эффект. Такого рода обратная связь поддерживает неизменным выходной ток, приводя к *увеличению* выходного сопротивления.

5.16. Отрицательная обратная связь и входное сопротивление

При обсуждении действия отрицательной обратной связи на входное сопротивление мы сосредоточим внимание на одном частном случае — на последовательной обратной связи по напряжению. Такое устройство схематически изображено на рис. 5.22. Здесь основной усилитель имеет входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ и коэффициент усиления напряжения A_0 . Нужная часть выходного сигнала $v_{\text{вых}}$ в качестве сигнала обратной связи $-\beta v_{\text{вых}}$ последовательно заведена во входную цепь.

Таким образом, напряжение сигнала на $Z_{\text{вх}}$ равно:

$$e = v_{\text{вх}} - \beta v_{\text{вых}}.$$

Значит, для входного тока справедливы равенства:

$$i_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{вх}} - \beta v_{\text{вых}}}{Z_{\text{вх}}} = v_{\text{вх}} \left(\frac{1 - \beta A}{Z_{\text{вх}}} \right).$$

Если теперь $Z'_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя с обратной связью, то

$$Z'_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}}.$$

Подставляя значение $i_{\text{вх}}$, получим:

$$Z'_{\text{вх}} = \frac{v_{\text{вх}} Z_{\text{вх}}}{v_{\text{вх}} (1 - \beta A)} = \frac{Z_{\text{вх}}}{1 - \frac{\beta A_0}{(1 + \beta A_0)}},$$

поэтому

$$Z'_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}} (1 + \beta A_0). \quad (5.29)$$

Следовательно, в случае последовательной обратной связи по напряжению входное сопротивление усилителя возрастает в $(1 + \beta A_0)$ раз. Здесь уместно упомянуть, что как эмиттерный, так и истоковый повторитель можно рассматривать как усилитель, у которого весь выходной сигнал подан обратно во входную цепь ($\beta = 1$), где оказывается включенным последовательно со входным сигналом. Это рассуждение представляет собой альтернативный подход к вычислению их почти единичных коэффициентов усиления напряжения и их больших по величине входных сопротивлений.

Усилители в интегральном исполнении часто применяют в виде *повторителей напряжения*. Как можно судить по названию, повторитель напряжения является просто усложненным вариантом эмиттерного или истокового повторителя. Большой коэффициент усиления таких усилителей без обратной связи обеспечивает при $\beta = 1$ коэффициент усиления напряжения, равный точно единице, во всех практических применениях. Очень большое значение A_0 позволяет получить большое входное сопротивление и малое выходное сопротивление. Практическая схема повторителя напряжения приводится в разд. 11.4.

Действие параллельной отрицательной обратной связи по напряжению отличается от того, к чему приводит последовательная обратная связь: при параллельной обратной связи входное сопротивление фактически уменьшается. Это приводит к ценному понятию *мнимой земли*, о котором пойдет речь в разд. 11.5.

5.17. Мощный выходной каскад на эмиттерных повторителях

5.17.1. Ток нагрузки и ток покоя

Очень важно осознать, что малое выходное сопротивление не обязательно означает, что та или иная часть схемы может развивать большие токи в низкоомной нагрузке.

Например, простая схема эмиттерного повторителя на рис. 5.13 может обеспечить выходное сопротивление меньше 50 Ом, однако не приходится ожидать, что с ее помощью окажется возможным создавать на нагрузке с таким же сопротивлением сколько-нибудь значительные колебания напряжения. Даже колебания с полным размахом 1 В на сопротивлении 50 Ом требуют создания переменного тока с размахом 1/50 А (20 мА). Поскольку у нас имеется ток покоя всего лишь в 1 мА, колебания тока в нагрузке безусловно ограничены пределами ± 1 мА, а максимальное значение для полного размаха тока равно 2 мА.

Усилители, специально рассчитанные так, чтобы была возможность возбуждать большие по величине колебания напряжения в низкоомных нагрузках типа громкоговорителей, обычно называют усилителями мощности. Однако это название не должно вводить в заблуждение: оно не означа-

ет, что такие усилители принципиально отличаются от уже рассмотренных схем. Усилители мощности — это не что иное, как «слегка специализированные» усилители напряжения, способные развивать большие выходные токи.

Вполне возможно напрямую определять ток покоя в схеме эмиттерного повторителя, необходимый для того, чтобы могли осуществляться колебания выходного тока с большим размахом. Можно все резисторы изменить по величине в одно и то же число раз и, если это необходимо, вместо транзистора типа BC107 поставить транзистор с большей номинальной мощностью. Однако использование большого тока покоя расточительно с энергетической точки зрения, и эмиттерный повторитель на одном транзисторе — это не самый эффективный способ развивать в нагрузке определенную мощность,

5.17.2. Двухтактный усилитель: режим *B* и режим *AB*

Как мы видели, в эмиттерном повторителе необходимо поддерживать ток покоя, чтобы ток в нагрузке мог меняться как вверх, так и вниз и можно было передавать без искажений положительный и отрицательный полупериоды переменного сигнала. Рассмотрим теперь схему на рис. 5.23, где имеются два комплементарных транзистора: через *n-p-n*-транзистор проходят положительные полуволны, а через *p-n-p*-транзистор — отрицательные полуволны. Характеристики транзисторной пары ZTX450-ZTX550 вполне допускают коллекторные токи до 1 А, так что можно, не опасаясь, нагружать их малыми сопротивлениями величиной примерно до 6 Ом. Говорят, что схема такого типа работает в *режиме B*; каждый транзистор пропускает

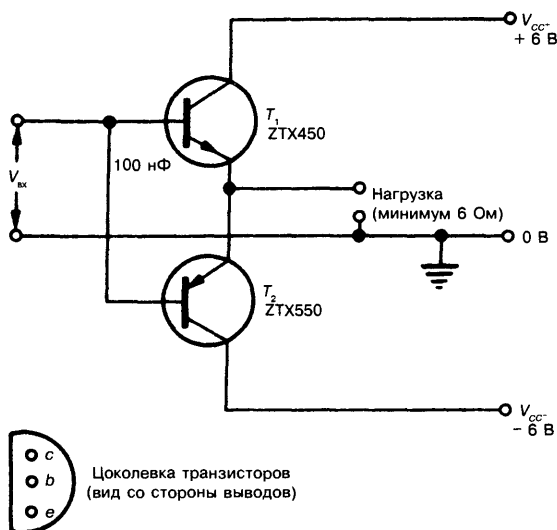


Рис. 5.23. Простейший эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов, работающих в режиме *B*. Транзисторы 2N3053 и 2N4037 — противоположной полярности (*n-p-n* и *p-n-p* соответственно). Цоколевка у этих транзисторов такая же, как у транзистора BC107.

сигнал только одной полярности, и поэтому ток покоя может быть нулевым. Иногда такую конструкцию называют *двухтактным выходом* (push-pull), поскольку транзистор T_2 «проталкивает снизу» (to push) отрицательную полуволну, а затем наступает очередь транзистору T_1 «протаскивать сверху» (to pull) положительную полуволну.

По определению, схема работает в режиме *B*, если рабочая точка транзистора выбрана так, что он проводит ток только в пределах половины периода входного сигнала. Это прямо противоположно режиму *A*, применяемому в большинстве схем усилителей напряжения, когда ток течет через транзистор в течение всего периода входного сигнала. Третий случай — режим *C* — это, по определению, работа транзистора в таких условиях, когда он проводит *менее* чем в пределах полупериода входного сигнала, но такой режим применяется только в выходных каскадах радиопередатчиков вместе с узкополосными резонансными цепями.

Мы можем определить коэффициент полезного действия усилительного каскада как долю, которую составляет мощность переменного сигнала, фактически развиваемая на нагрузке, к полной мощности, потребляемой от источника питания. При работе в режиме *A* к.п.д. не может превосходить максимально достижимых 50 %; можно показать, что в режиме *B* предельное значение к.п.д. равняется 78 %, а в режиме *C* к.п.д. может достигать 100 %.

Как можно догадаться, эта схема из-за своей крайней простоты непригодна в тех случаях, когда требуются малые искажения. Каждому транзистору нужны 0,6 В на переходе база—эмиттер, чтобы через него пошел заметный ток, так что малые сигналы (с полным размахом меньше 1 В) не передаются вовсе. Схема будет работать с большими сигналами, но при этом будут иметь место искажения типа «ступеньки», показанные на рис. 5.24. Вблизи точек, в которых колебание пересекает ноль, коэффициент усиления падает до нуля, в результате чего происходит указанный на рисунке

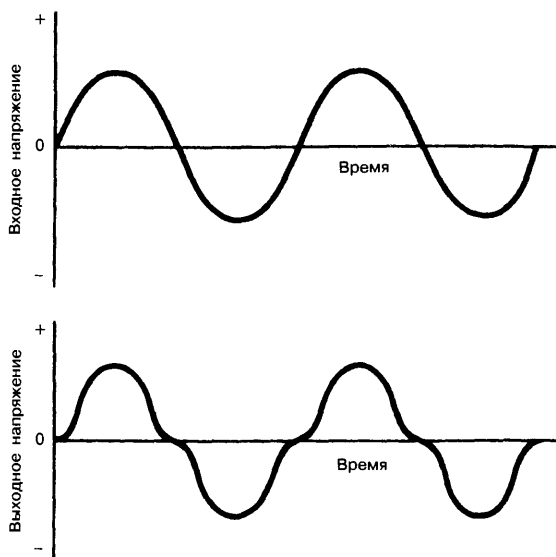


Рис. 5.24. Типичные входное и выходное колебания в схеме на рис. 5.23, демонстрирующие сильные искажения типа «ступеньки».

резкий «излом». При работе в диапазоне звуковых частот искажения такого типа особенно нежелательны, поскольку проявляются тем сильнее, чем меньше уровень сигнала.

Хотя простая схема, приведенная на рис. 5.23, и годится для некоторых приложений в автоматике, все же она нуждается в улучшении, чтобы результаты в диапазоне звуковых частот были приемлемыми. Необходимо приложить к транзисторам какое-то смещение, чтобы переходы база—эмиттер были готовы пропускать малейшие входные сигналы. Обычно для работы в линейном режиме на транзисторы подается такое смещение, что по ним течет небольшой коллекторный ток покоя даже в отсутствие входного сигнала. Когда сигналы малы, этот каскад работает в режиме *A* и оба транзистора находятся в проводящем состоянии, тогда как при сигналах большей величины только один транзистор оказывается открытым в пределах каждой полуволны. Такой режим работы называют режимом *AB*, и именно так бывают, как правило, устроены усилители мощности звукового диапазона.

На рис. 5.25 показано, как следует модифицировать рассмотренную выше простую схему с режимом *B* для работы в режиме *AB*. Вместо того чтобы непосредственно соединять базы одну с другой, их разделяют парой диодов D_1 и D_2 , смещенных в прямом направлении, которые как раз и обеспечивают достаточное смещение для транзисторов, при котором в них течет ток в режиме покоя. С помощью эмиттерных резисторов R_3 и R_4 создается небольшая обратная связь по току, улучшающая стабильность по постоянному току.

Во всех усилителях с режимом *AB* исходное состояние транзисторов в большой степени зависит от разности потенциалов в прямом направлении

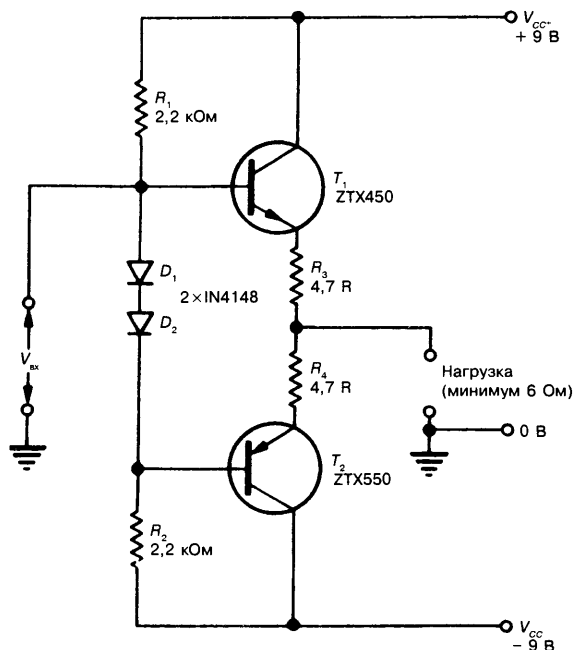


Рис. 5.25. Эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов, работающих в режиме *AB*.

V_{BE} на переходах база—эмиттер. Небольшие изменения V_{BE} , обусловленные колебаниями температуры, могут приводить к значительным изменениям коллекторного тока покоя. Применение диодов для создания смещения обеспечивает температурную компенсацию: если температура окружающей среды растет и величина V_{BE} падает, то разность потенциалов на каждом из диодов также падает, в результате чего базовые токи, а значит, и коллекторные токи поддерживаются относительно неизменными. В идеальном случае диоды нужно размещать рядом с транзисторами, чтобы те и другие испытывали одни и те же колебания температуры. Коллекторный ток покоя следует выбирать в районе 5—10 мА.

Чтобы компенсировать разброс значений V_{BE} у отдельных транзисторов, желательно иметь возможность подстраивать начальный ток коллектора вручную до требуемой величины. Вариант схемы, в которой такая возможность предусмотрена, приведен на рис. 5.26, а. Напряжения смещения создаются транзистором T_3 , включенным по схеме «умножителя V_{BE} », как это показано отдельно на рис. 5.26, б. В действительности, эта часть схемы представляет собой маломощный усилитель напряжения, в котором собственное напряжение смещения транзистора V_{BE} служит входным сигналом и имеется отрицательная обратная связь, создаваемая делителем напряжения на резисторах R_x и R_y . Здесь коэффициент обратной связи равен $\beta = R_y/(R_x + R_y)$, поэтому выходное напряжение V_{BIAS} определяется равенством

$$V_{BIAS} \approx \frac{V_{BE}}{\beta} = \frac{V_{BE}(R_x + R_y)}{R_y}.$$

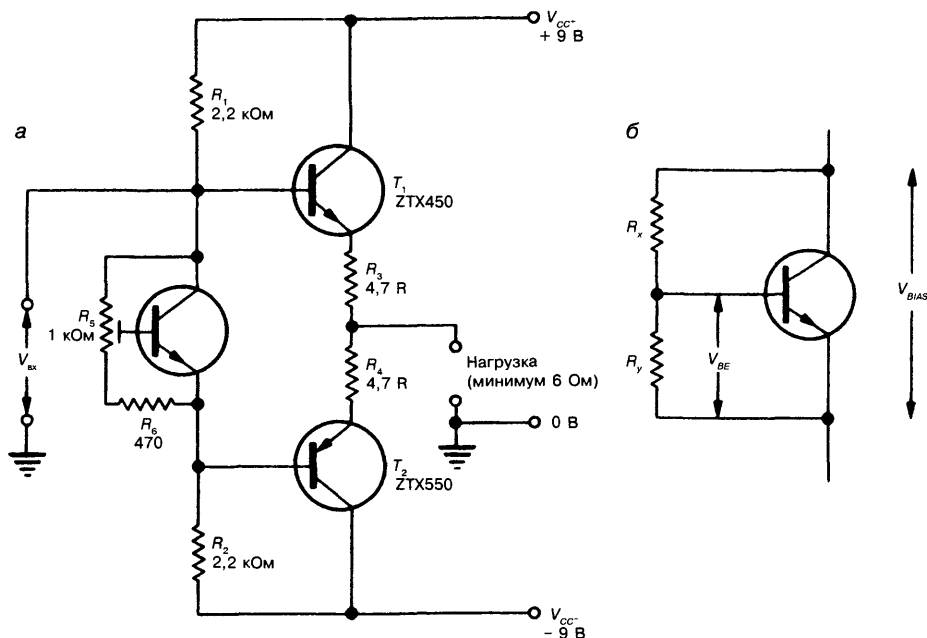


Рис. 5.26. а — эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов, работающих в режиме АВ со смещением от «умножителя V_{BE} ». Схема последнего показана отдельно на рис. б.

В схеме на рис. 5.26, а с помощью потенциометра R_5 ток покоя устанавливается равным 5—10 мА. Здесь также имеет место температурная компенсация, поскольку напряжение V_{BE} транзистора T_3 будет изменяться в такой же мере, в какой меняются напряжения V_{BE} транзисторов T_1 и T_2 .

Схемы, приведенные на рис. 5.25 и 5.26, способны развивать в 8-омном громкоговорителе примерно полватта мощности на звуковых частотах. Если требуются большие мощности, то применяют мощные транзисторы, обычно включаемые по схеме Дарлингтона с транзисторами противоположной полярности, как показано на рис. 5.27. Эта схема будет давать ток в нагрузку не меньше 3 А без риска, что она выйдет из строя. Ток покоя следует устанавливать равным примерно 40 мА. Если сравнивать схему Дарлингтона на комплементарных транзисторах (например, на транзисторах T_1 и T_4) со схемой Дарлингтона на паре $p-n-p$ -транзисторов (см. рис. 5.15), то становится ясным преимущество схемы на комплементарных транзисторах: здесь для создания смещения необходима разность потенциалов, равная всего лишь $2V_{BE}$, а не $4V_{BE}$, как это потребовалось бы в противном случае; это дает повышенную температурную стабильность.

Резисторы R_7 и R_8 , включенные параллельно переходам база—эмиттер мощных транзисторов, улучшают характеристику в области высоких час-

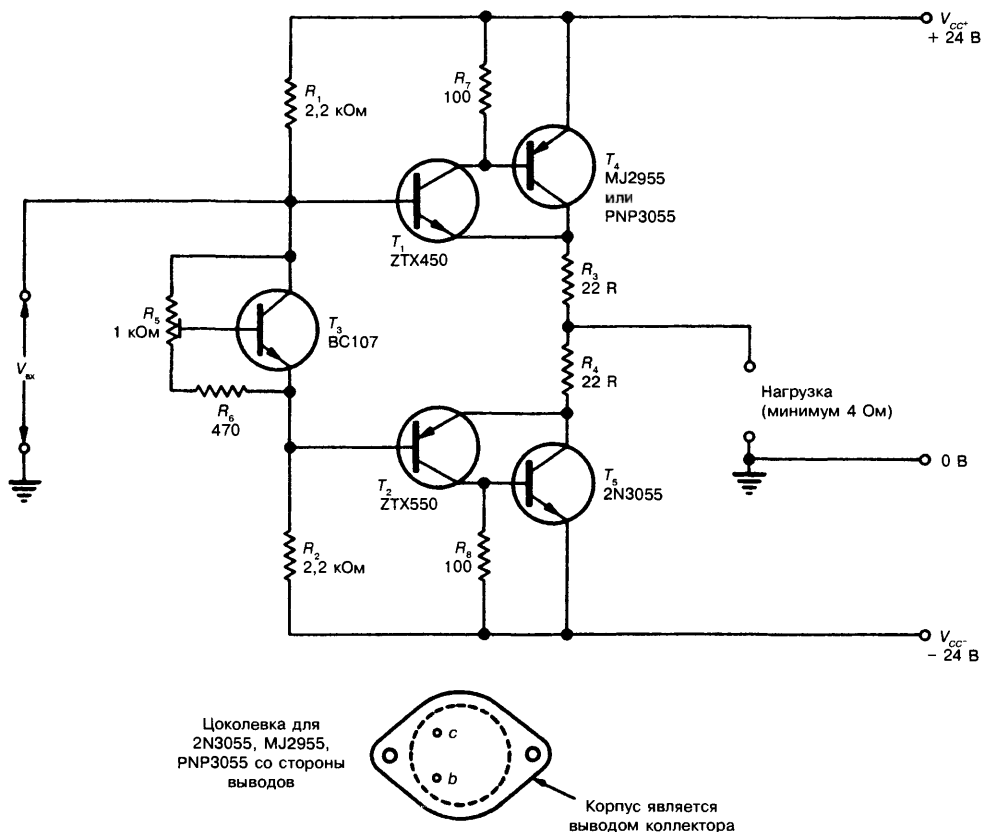


Рис. 5.27. Эмиттерный повторитель по схеме Дарлингтона на комплементарных транзисторах, работающих в режиме АВ, способный отдавать в нагрузку 3 А.

тот, создавая путь для носителей тока, которые иначе ответвлялись бы в базовые области и тормозились в них.

Отводя ток утечки коллектор—база (I_{CBO}), они увеличивают также напряжение пробоя мощных транзисторов.

5.17.3. Типичный усилитель мощности звукового диапазона

На рис. 5.28 приведена схема, позволяющая проиллюстрировать применение мощных эмиттерных повторителей, рассмотренных выше. Это схема типичного усилителя звукового диапазона, способная развивать мощность, равную 30 Вт, в 4-омной нагрузке с малыми искажениями.

Основой выходного каскада является конструкция эмиттерного повторителя, собранного по схеме Дарлингтона на комплементарных транзисторах, как было показано на рис. 5.27. Входной сигнал поступает от усилителя напряжения на транзисторе T_3 с коллекторной нагрузкой, составленной из двух резисторов R_9 и R_{10} . К нижнему концу резистора R_9 с помощью конденсатора C_5 подведен с выхода сигнал следящей обратной связи, что значительно повышает эффективное сопротивление этого резистора и, следовательно, увеличивает коэффициент усиления напряжения без обратной связи, а также уменьшает искажения, обеспечивая протекание по нагрузке почти постоянного тока. Потенциометром R_6 ток покоя устанавливается примерно равным 40 мА.

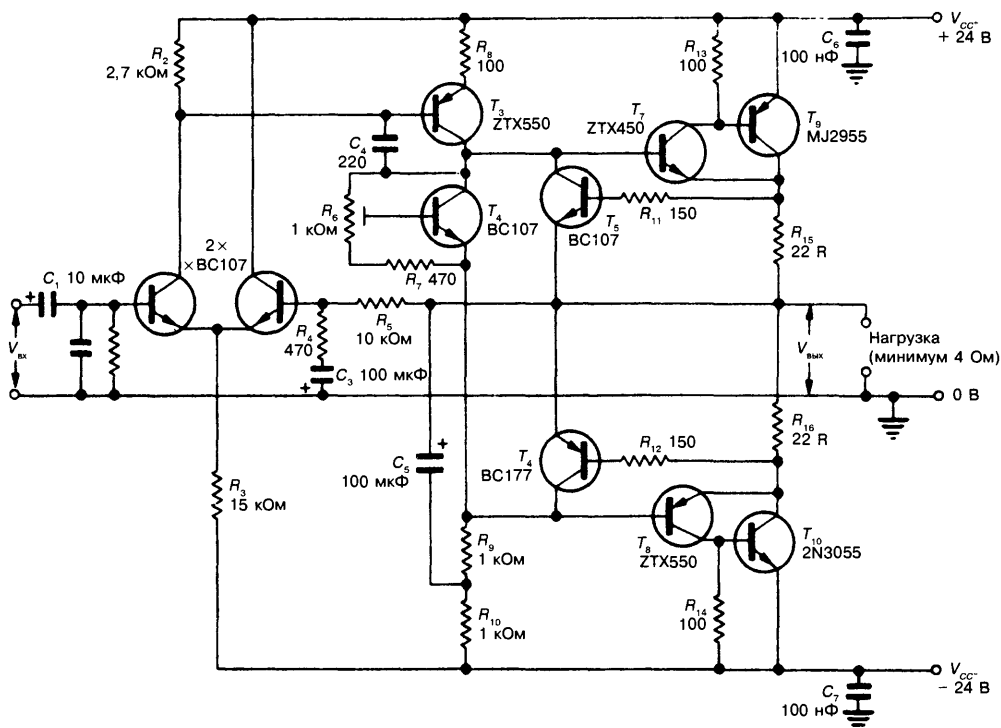


Рис. 5.28. Схема 30-ваттного усилителя мощности звукового диапазона.

Входной каскад усилителя представляет собой дифференциальный усилитель, образованный парой транзисторов T_1 и T_2 . Усилитель такого типа подробно рассматривается в гл. 8; он обеспечивает отличную стабильность по постоянному току (заметьте, что между каскадами нет разделительных конденсаторов) и позволяет иметь инвертирующий и неинвертирующий входы, как это было у интегрального усилителя типа 741, упоминавшегося в разд. 4.8. Входной сигнал подается на неинвертирующий вход, тогда как сигнал отрицательной обратной связи, образующийся в результате прохождения выходного сигнала через делитель напряжения на резисторах R_5 и R_4 , подается на инвертирующий вход. Наличие C_3 означает, что коэффициент обратной связи β по постоянному току равен единице, что минимизирует дрейф и гарантирует пренебрежимо малое значение постоянного напряжения на выходе усилителя. Поэтому не требуется разделительного конденсатора на выходе. Для сигнала коэффициент обратной связи β находится, как обычно:

$$\beta = \frac{R_4}{R_5 + R_4},$$

в результате чего полный коэффициент усиления напряжения равен

$$\frac{V_{\text{вых}}}{V_{\text{вх}}} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_5 + R_4}{R_4} = \frac{10000 + 470}{470} \approx 22.$$

Другими словами, для создания эффективного выходного напряжения 11 В, которое соответствует средней мощности 30 Вт в 4-омной нагрузке, требуется входной сигнал величиной 0,5 В.

Транзисторы T_5 и T_6 — это полезная предосторожность против короткого замыкания на выходе. При коротком замыкании сопротивление нагрузки с точки зрения выходного каскада оказывается равным нулю, что само по себе могло бы приводить к опасно большим токам в выходных транзисторах. Однако с помощью транзисторов T_5 и T_6 контролируется разность потенциалов на эмиттерных резисторах R_{15} и R_{16} с сопротивлениями 0,22 Ом каждый. Когда эта разность потенциалов превышает 0,6 В, транзисторы T_5 и T_6 открываются и частично шунтируют напряжение сигнала на входе схемы Дарлингтона на комплементарных транзисторах. При указанных значениях сопротивлений R_{15} и R_{16} такое автоматическое ограничение начинается при пиковых значениях эмиттерных токов около 3 А.

При максимальном выходном сигнале выходным транзисторам приходится рассеивать мощность по 10 Вт каждому, и их нужно закреплять на подходящих радиаторах с ребристой поверхностью (см. разд. 9.11).

Плохо рассчитанные или неправильно сконструированные усилители мощности склонны к возбуждению на ультразвуковых частотах. По меньшей мере это приводит к непостижимым искажениям и рассеянию чрезмерной мощности; в худшем случае из-за паразитного высокочастотного выходного сигнала громкоговоритель и транзисторы могут сгореть. В схеме на рис. 5.28 имеется конденсатор коррекции C_4 , упоминавшийся в разд. 4.6 как средство обеспечения устойчивости усилителя с обратной связью. Конденсатор C_2 , включенный параллельно входу, также способствует ослабле-

нию паразитной связи на радиочастотах. Посредством конденсаторов C_6 и C_7 осуществляется развязка на шинах питания: они обладают малым сопротивлением на радиочастотах и таким образом минимизируют нежелательную связь между отдельными каскадами усилителя.

Несмотря на эти предосторожности, усилитель все же может оказаться неустойчивым, если расположение элементов не является компактным: рекомендуется монтаж в соответствии со стандартом Veroboard. Выходные транзисторы непременно должны быть смонтированы отдельно от печатной платы, на своих собственных радиаторах, но подходящие к ним проводники должны быть короткими и, по возможности, рассчитанными на ток порядка 10 А, чтобы падение напряжения на них было минимальным.

5.17.4. Мощные полевые транзисторы

Большое входное сопротивление полевых транзисторов делает привлекательным их применение в выходных каскадах усилителей мощности, поскольку им на вход можно подавать сигнал прямо от источника напряжения с большим сопротивлением. Кроме того, они по своей природе являются более линейными компонентами, нежели биполярные транзисторы (см. разд. 6.10), и поэтому при их использовании можно получить еще меньшие искажения. Важнее всего то, что благодаря их большей тепловой прочности для высокой надежности требуется лишь минимальная защита от перегрузок. Имеется большой выбор мощных полевых транзисторов с допустимой рассеиваемой мощностью от 1 Вт до более чем 100 Вт. Их часто называют МОП-транзисторами с V-образной канавкой (V-MOS) и HEXFET-транзисторами; эти названия указывают на их внутреннюю структуру.

5.17.5. Мощные усилители в интегральном исполнении

При практическом решении задачи усиления с мощностью на выходе до 50 Вт или около того самым эффективным с точки зрения затрат обычно является применение интегральных микросхем. Тесная электрическая и тепловая связь между компонентами дает, как правило, желаемые результаты. Наиболее подходящий тип микросхемы можно найти, обратившись к каталогам и справочникам, где представлен широкий спектр от дающей 650 мВт микросхемы типа LM386 в корпусе с восьмью выводами в два ряда (DIL) до микросхемы типа TDA2050 в корпусе TO220, способной отдавать 50 Вт мощности, если она смонтирована на радиаторе.

ГЛАВА 6

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

6.1. Введение

Мы рассмотрели принцип действия некоторых электронных схем и изучили их достаточно детально, чтобы понимать значение большинства компонентов в практических схемах. Хотя мы можем теперь гарантировать, что наш простой усилитель на биполярном или полевом транзисторе будет работать на практике (то есть мы знаем, как установить правильный режим по постоянному току), пока еще в нашем рассмотрении имеются пробелы. Например, мы не знаем, как рассчитать коэффициент усиления напряжения в схеме усилителя с общим эмиттером или с общим истоком. Хотя обычно для достижения определенного значения коэффициента усиления применяется отрицательная обратная связь, нам необходимо иметь, по крайней мере, приблизительное представление о коэффициенте усиления без обратной связи, для того чтобы точно предсказать этот параметр для схемы с обратной связью. Поэтому в данной главе подробно рассматриваются характеристики полупроводниковых приборов и их связь с параметрами схемы. Сначала рассмотрен диод с p - n -переходом, затем биполярный транзистор и потом полевой транзистор.

6.2. Характеристики p - n -перехода

Основные характеристики p - n -перехода качественно были обсуждены в гл. 1. Рассмотрим теперь его вольт-амперную характеристику, изображенную на рис. 6.1. Зависимость тока от напряжения определяется числом носителей тока, способных преодолеть потенциальный барьер обедненного слоя, и эта зависимость имеет вид

$$I = I_0 \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right), \quad (6.1)$$

где I — ток диода (в амперах); V — приложенная э.д.с. (в вольтах); e — заряд электрона (в кулонах); k — постоянная Больцмана (в джоулях/кельвин); T — температура перехода (в кельвинах).

При большом отрицательном значении прикладываемой э.д.с. V

$$\exp \frac{eV}{kT} \rightarrow 0,$$

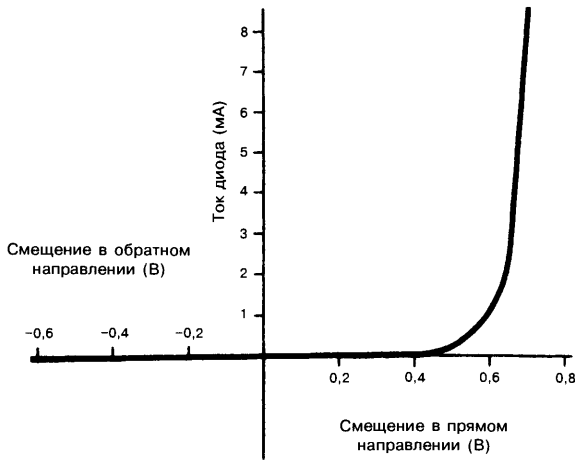


Рис. 6.1. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода.

и $I = I_0$, откуда следует физический смысл константы I_0 в (6.1): I_0 является тепловым током утечки, который — при постоянной температуре и при смещении в обратном направлении — не зависит от приложенного напряжения, когда оно больше 0,1 В. Обычно I_0 называют *обратным током насыщения* или *тепловым* (рис. 6.2).

Если приложено смещение в прямом направлении и $V > 0,1$ В, то $\exp(eV/kT) \gg 1$, так что

$$I \approx I_0 \exp\left(\frac{eV}{kT}\right). \quad (6.2)$$

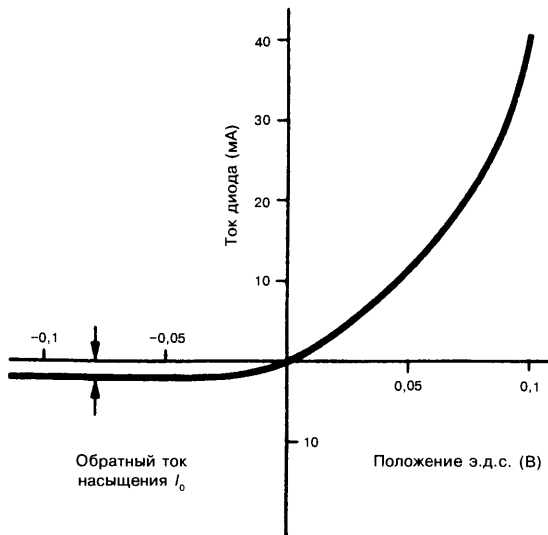


Рис. 6.2. Характеристика, приведенная на рис. 6.1, вблизи начала координат в увеличенном масштабе: I_0 — обратный ток насыщения.

Мы можем подставить значения e и k и принять, что T — комнатная температура (20 °С или 293 К). Тогда константа e/kT оказывается равной приблизительно 40 В^{-1} , так что связь между током и напряжением имеет вид:

$$I \approx I_0 \exp(40V). \quad (6.3)$$

Было бы полезно получить простое выражение для прямого сопротивления диода, но, поскольку его характеристика нелинейна, выражение вида V/I , как для резистора, не подходит. Используется *динамическое* или *дифференциальное* сопротивление, определяемое как

$$r = \frac{dV}{dI}.$$

Дифференцируя в (6.3), получаем

$$\frac{dI}{dV} = 40 \times I_0 \exp(40V) = 40I,$$

поэтому динамическое сопротивление равно

$$r = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{40I};$$

если ток I выражен в миллиамперах, то

$$r = \frac{25}{I} \text{ Ом}. \quad (6.4)$$

Следовательно, динамическое сопротивление диода обратно пропорционально прямому току. Прямой ток величиной 1 мА дает динамическое сопротивление около 25 Ом.

В действительности, изложенная выше теория является несколько упрощенной по отношению к реальному диоду. Материал полупроводника сам по себе имеет конечное *объемное сопротивление*, которое добавляется к динамическому сопротивлению p - n -перехода. Кроме того, ток неосновных носителей (электронов из p -области и дырок из n -области) приводит к увеличению эффективного сопротивления диода. Несмотря на эти дополнительные факторы, выражения (6.1)—(6.4) являются достаточно точными для большинства практических целей. В частности, для перехода база—эмиттер открытого транзистора отклонение от простой теории меньше, чем для отдельного диода: инжектированные неосновные носители затягиваются коллектором и удаляются из области базы.

6.3. Входное сопротивление и крутизна биполярного транзистора

Как мы уже видели в разд. 1.4, биполярный транзистор, по существу, является устройством, управляемым током. Током коллектора управляет главным образом базовый ток, поэтому первым шагом в изучении поведения транзисторного усилителя напряжения является выяснение того, какой базовый ток создается напряжением нашего входного сигнала. Другими сло-

вами, нам нужно знать динамическое сопротивление перехода база—эмиттер, измеряемое со стороны базы. Этот параметр обычно обозначают символом h_{ie} ; если v_{be} представляет собой малое переменное напряжение на входе, а i_b — вызванный им переменный ток базы, то

$$h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b}.$$

Мы можем найти h_{ie} из соотношения (6.2) для p - n -перехода, которое можно применить к переходу база—эмиттер следующим образом:

$$I_E \approx I'_0 \exp \frac{eV_{BE}}{kT}. \quad (6.2a)$$

Здесь I_E — постоянный ток эмиттера (заметим, что выражение (6.2a) можно также использовать для I_C , поскольку $I_E \approx I_C$); I'_0 — ток эмиттера, протекающий при $V_{BE} = 0$ и являющийся током утечки перехода коллектор—база (см. подразд. 1.4.4); V_{BE} — постоянное напряжение на переходе база—эмиттер.

Мы можем определить динамическое сопротивление r_e перехода эмиттер—база, дифференцируя (6.2a) так же, как это делалось в случае простого диода при выводе (6.4). Дифференцирование дает:

$$\frac{dI_E}{dV_E} = r_e \approx \frac{25}{I_E} \quad (\text{при комнатной температуре}), \quad (6.5)$$

где I_E — ток в миллиамперах.

Величина r_e представляет собой сопротивление перехода эмиттер—база, каким его «видно» со стороны эмиттера. Из рассмотрения входного сопротивления эмиттерного повторителя в подразд. 5.12.3, мы знаем, что любое сопротивление в цепи эмиттера входит в сопротивление, измеряемое со стороны базы, с множителем $(h_{fe} + 1)$, поскольку ток базы меньше тока эмиттера в $(h_{fe} + 1)$ раз; следовательно,

$$h_{ie} = (h_{fe} + 1)r_e$$

и при $h_{fe} \gg 1$

$$h_{ie} \approx h_{fe}r_e.$$

Поэтому, подставляя r_e , получим

$$h_{ie} \approx \frac{25h_{fe}}{I_E} \text{ Ом}, \quad (6.6)$$

где ток I_E — в миллиамперах.

На практике точная оценка h_{ie} должна также включать эффективное сопротивление r_b между внешним выводом базы и рабочей областью базы внутри транзистора. Величина r_b является суммой двух сопротивлений: одно из них представляет собой омическое сопротивление базы ($r_{bb'}$), а другое — эквивалентное сопротивление r_b , учитывающее изменение эффективной ширины базы при изменении разности потенциалов между

коллектором и базой; сопротивление r_b иногда называют распределенным сопротивлением базы. У малоомощных кремниевых транзисторов значение r_b обычно находится в пределах от 500 до 1000 Ом. (Это, по-видимому, опечатка: у современных транзисторов r_b обычно находится в пределах от 20 до 100 Ом. — *Примеч. перев.*) Полное выражение для h_{ie} теперь имеет следующий вид:

$$h_{ie} \approx \frac{25h_{fe}}{I_E} + r_b, \quad (6.7)$$

где ток I_E — в миллиамперах.

На рис. 6.3 приведена эквивалентная схема, соответствующая равенству (6.7).

Если ток эмиттера равен 1 мА или меньше, то при вычислении входного сопротивления в схеме с общим эмиттером сопротивлением r_b обычно можно пренебречь.

Найдя входное сопротивление h_{ie} , мы можем вычислить переменный ток i_b , возникающий в базе при подаче на вход малого по величине переменного сигнала v_{be} :

$$i_b = \frac{v_{be}}{h_{ie}}.$$

Этот переменный ток базы вызывает переменный коллекторный ток, равный

$$i_e = h_{fe} i_b,$$

поэтому

$$i_c = h_{fe} \frac{v_{be}}{h_{ie}}. \quad (6.8)$$

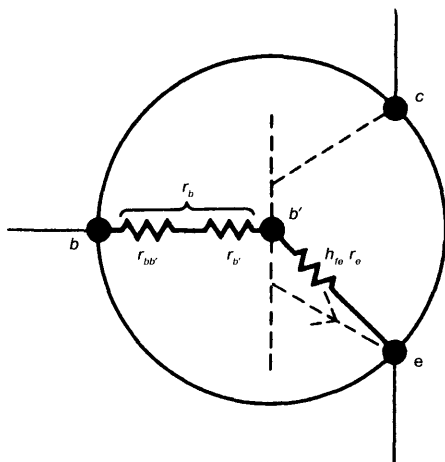


Рис. 6.3. Эквивалентная схема транзисторного перехода база—эмиттер, «рассматриваемого» со стороны базы.

Соотношение (6.8) показывает, что мы можем предсказать коллекторный ток i_c , который является следствием входного напряжения v_{be} , приложенного между базой и эмиттером. Это выражение можно упростить еще больше, вводя понятие *крутизны* g_m так же, как мы делали это для полевого транзистора в гл. 2: $i_c = g_m v_{be}$. Тогда

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}}. \quad (6.9a)$$

Подставляя i_c из (6.8), получаем

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}}. \quad (6.9b)$$

Но ранее мы имели: $h_{ie} = h_{fe} r_e$ (пренебрегая r_b). Следовательно, при комнатной температуре

$$g_m \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_E}{25} \text{ сименсов} = 40 I_E \text{ мА/В} \quad (6.10)$$

(I_E — в миллиамперах) и

$$g_m \approx 40 I_C \text{ мА/В}, \quad (6.11)$$

так как $I_E \approx I_C$, где I_C — постоянный ток коллектора в миллиамперах. Таким образом, мы имеем параметр транзистора, который не изменяется от одного транзистора к другому, а зависит только от тока коллектора.

Введя понятие крутизны для биполярного транзистора, мы значительно продвинулись на пути к определению ожидаемого напряжения выходного сигнала при заданном сигнале на входе усилителя. Однако сначала мы должны установить, что происходит в транзисторе при возникновении сигнала на выходе.

6.4. Выходные характеристики

До сих пор мы описывали поведение биполярного транзистора с точки зрения коэффициента усиления тока h_{fe} и крутизны g_m . Однако мы не рассматривали пока влияние изменений коллекторного напряжения и фактически предполагали, что ток коллектора, по существу, не зависит от таких изменений. В какой степени это справедливо? При наличии сигнала на выходе усилителя коллекторное напряжение будет колебаться вверх и вниз: если сам этот факт вызывает изменения тока коллектора, то их необходимо учитывать при вычислениях. Аналогично можно рассмотреть, сильно ли меняется ток стока в полевом транзисторе при изменении напряжения на стоке, когда все другие условия остаются неизменными. Выходные характеристики транзистора (коллекторные характеристики для биполярного транзистора и стоковые характеристики для полевого транзистора) дают необходимую информацию о его поведении и в то же время позволяют получить полную картину сигналов в усилителе напряжения.

6.5. Коллекторные характеристики

6.5.1. Способ измерения и результаты

С помощью измерительной схемы, приведенной на рис. 6.4, можно построить выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером. Резистором RV_1 устанавливается фиксированный ток базы I_B , который измеряется микроамперметром M_1 . Потенциометр RV_2 используется для задания ряда значений напряжения коллектор—эмиттер V_{CE} , измеряемых вольтметром M_3 . Результирующий ток коллектора I_C измеряется миллиамперметром M_2 .

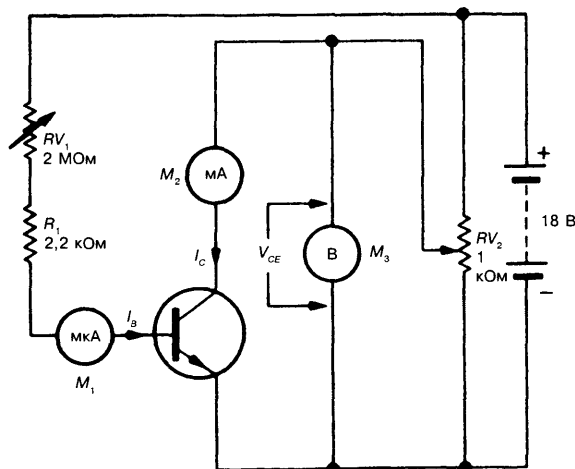


Рис. 6.4. Измерительная схема для построения коллекторных характеристик биполярного транзистора.

Вид результирующей зависимости коллекторного тока от напряжения на коллекторе показан на рис. 6.5, *а*. Здесь легко видеть, что с увеличением напряжения коллектор—эмиттер от нуля вначале происходит резкое нарастание коллекторного тока — увеличивается эффективность коллектора, до тех пор, пока V_{CE} не достигнет 0,6 В, после чего кривая становится горизонтальной. Дальнейшее увеличение V_{CE} незначительно влияет на ток коллектора. Интересно отметить, что крутой *изгиб* кривой наблюдается при напряжении коллектор—база вблизи нуля, указывая на то, что эффективность коллектора оказывается почти максимальной, как только на переходе коллектор—база возникает хотя бы небольшое обратное смещение.

Нанося кривые для различных значений базового тока, можно получить семейство выходных характеристик транзистора. На рис. 6.5, *б* показаны полученные таким образом кривые, где, по существу, ясно видно *постоянство коллекторного тока* при изменении коллекторного напряжения в широких пределах. Незначительный подъем характеристик вызван небольшим увеличением коэффициента усиления тока при повышении коллекторного напряжения. Это имеет место вследствие расширения обедненного слоя коллектор—база, делающего область базы фактически более узкой, что при-

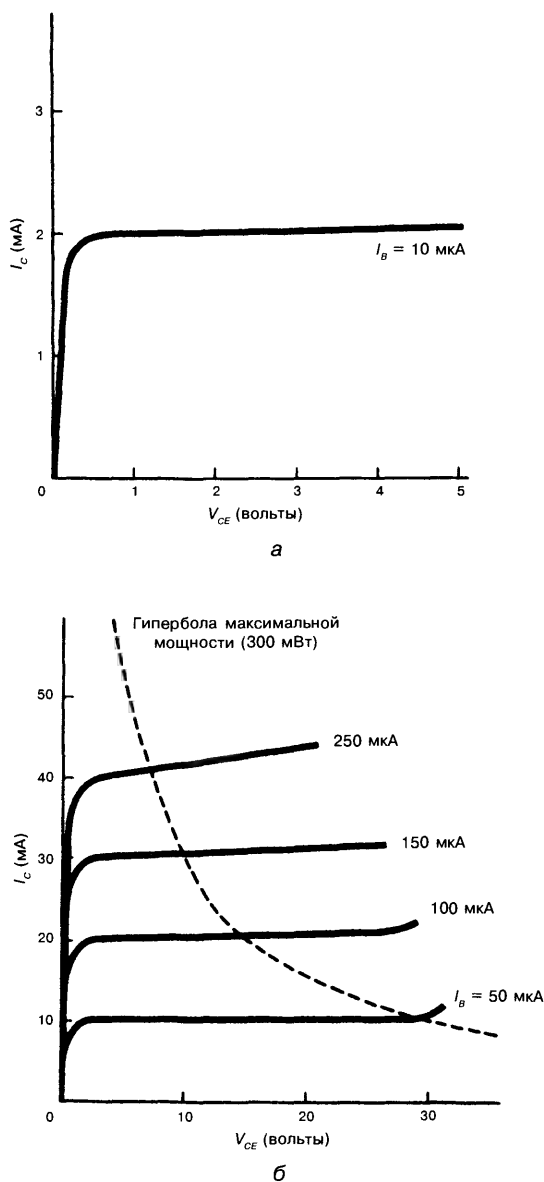


Рис. 6.5. Типичные коллекторные характеристики маломощного транзистора:

a — одиночная характеристика для тока базы 10 мкА; b — семейство характеристик с наложенной гиперболой максимальной мощности.

водит к рекомбинации меньшего числа носителей. Наклон кривых более заметен при больших токах коллектора: хотя *относительное* увеличение h_{FE} с увеличением коллекторного напряжения одинаково при всех значениях коллекторного тока, *абсолютное* увеличение коллекторного тока больше, когда большее значение имеет начальный ток коллектора.

Хотя в большинстве случаев транзистор можно рассматривать как почти идеальный источник тока, иногда при точных вычислениях учитывает-

ся наклон выходных характеристик, который обычно характеризуется выходной проводимостью в схеме с общим эмиттером и обозначается h_{oe} :

$$h_{oe} = \frac{dI_C}{dV_{CE}}. \quad (6.12)$$

В простом устройстве для заряда никель-кадмиевых аккумуляторов (рис. 6.6) используется горизонтальный участок выходной характеристики транзистора. Основу данной конструкции составляет рассмотренный в подразд. 1.6.6 стабилизированный усилитель с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером. Ток в нагрузке, роль которой, по предположению, играет заряжаемый аккумулятор, может быть установлен между нулем и 1 А путем задания потенциометром напряжения на базе. По мере заряда аккумулятора напряжение на его выводах поднимается, но транзистор сохраняет ток постоянным. Добавление таймера для отключения нагрузки спустя расчетное время заряда позволяет произвести заряд быстро (за час) без вреда для аккумулятора.

Вернемся к характеристикам транзистора на рис. 6.5, б. Пунктирная кривая, известная как *гипербола максимальной мощности*, важна потому, что является траекторией точек номинальной максимальной мощности транзистора. Эта кривая описывается простым уравнением гиперболы: $W = V_{CE} I_C$. На рис. 6.5 изображена гипербола, соответствующая номинальной максимальной мощности P_{max} транзистора BC107, равной 300 мВт. Никогда произведение V_{CE} на I_C не должно превышать P_{max} ; другими словами, характеристики справа от гиперболы являются в некотором смысле гипотетическими, поскольку транзистор не должен работать в этой области. Такие

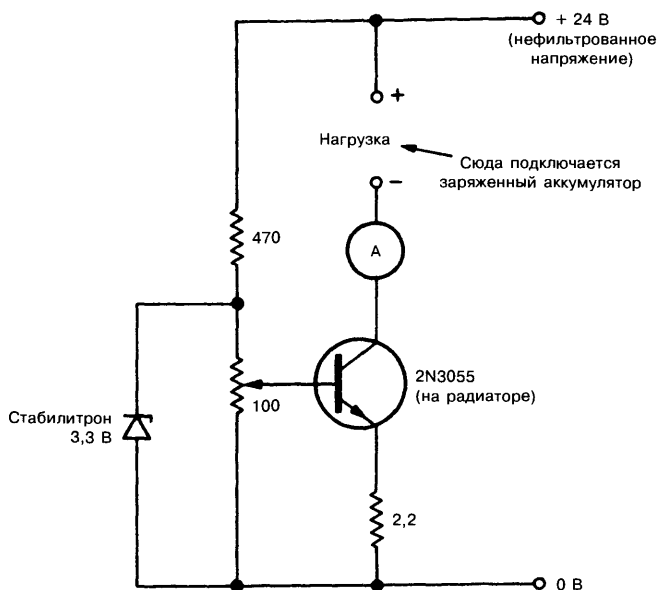


Рис. 6.6. Схема зарядного устройства для никель-кадмиевых аккумуляторов, в которой используется постоянство коллекторного тока транзистора. Максимальный ток 1 А.

графики обычно получают в импульсном режиме работы транзистора, так что $P_{\max}$ превышает в течение времени, которого не достаточно, чтобы транзистор мог выйти из строя. Гипербола максимальной мощности особенно важна при расчете усилителя мощности.

Важен небольшой изгиб характеристик вверх по мере приближения к $V_{CE} = 30$ В, поскольку он указывает на тенденцию к лавинному пробое в смещенном в обратном направлении p - n -переходе коллектор—база; напряжением пробоя определяется максимально допустимое напряжение коллектор—эмиттер.

6.5.2. Линия нагрузки и насыщения

На рис. 6.7, а показано семейство коллекторных характеристик в интервале таких значений напряжений и токов, которые характерны для рассмотренных в гл. 1 каскадов усилителей с включением транзистора по схеме с общим эмиттером. Выходная цепь такой схемы изображена на рис. 6.7, б. На характеристиках проведена прямая линия XY . Это — *линия нагрузки* для 9-вольтового источника питания (V_{CC}) и коллекторной нагрузки $R_L = 4,5$ кОм, представляющая траекторию, в соответствии с которой должны изменяться коллекторное напряжение и ток при данном резисторе нагрузки и напряжении питания V_{CC} .

Уравнение линии нагрузки — это просто выражение связи между разностью потенциалов на R_L и током коллектора: $V_{CE} = V_{CC} - R_L I_C$. В результате преобразования имеем:

$$I_C = \frac{-1}{R_L} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_L}. \quad (6.13)$$

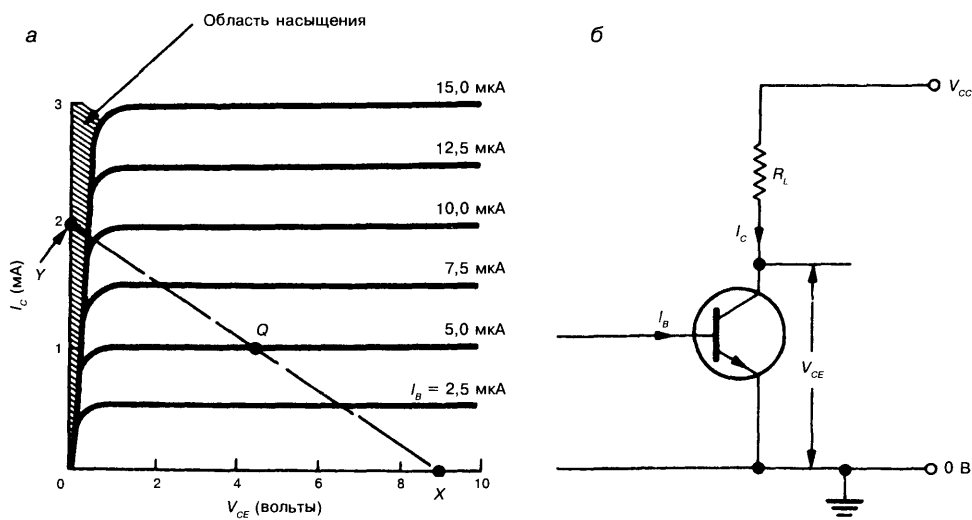


Рис. 6.7. а — семейство коллекторных характеристик маломощного транзистора с линией нагрузки (XY), соответствующей $V_{CC} = 9$ В и $R_L = 4,5$ кОм; б — выходная цепь схемы с общим эмиттером.

Уравнение (6.13) описывает прямую с отрицательным градиентом, равным $1/R_L$, пересекающую ось токов в точке V_{CC}/R_L . Линию нагрузки совсем легко провести через точки X и Y , которые соответствуют максимальному напряжению на коллекторе и максимальному коллекторному току. В точке X наступает отсечка, когда ток коллектора становится равным нулю, и поэтому нет падения напряжения на резисторе коллекторной нагрузки, а к коллектору приложено все напряжение питания V_{CC} (9 В). Другая точка линии нагрузки Y выражает собой гипотетическое состояние транзистора с нулевым напряжением на коллекторе, когда напряжение питания полностью падает на коллекторной нагрузке. В этом состоянии

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{9 \text{ В}}{4500 \text{ Ом}} = 2 \text{ мА}.$$

Проведя линию нагрузки, можно выбрать $V_{CE} = 4,5 \text{ В}$ и $I_C = 1 \text{ мА}$ в качестве оптимального положения рабочей точки Q в режиме покоя, чтобы получить максимальные по величине положительные и отрицательные отклонения, как мы делали это в гл. 1. Удобно рассматривать колебания коллекторного напряжения и коллекторного тока в непосредственной связи с характеристиками транзистора; достоинство такого подхода состоит в том, что можно видеть реальные пределы, в которых будут происходить эти колебания. Очевидно, что выходное напряжение может подниматься до 9 В (когда наступает отсечка), хотя, как вскоре будет показано, при этом могут появиться некоторые искажения. Нижний предел линейного изменения выходного напряжения находится там, где линия нагрузки больше не пересекает ни одну из характеристик. За этой точкой расположена заштрихованная область, которая представляет собой режим насыщения: транзистор больше не управляет коллекторным током, который ограничен только сопротивлением резистора нагрузки и напряжением питания.

В области насыщения коллекторный ток равен $I_{C(\text{sat})} = V_{CC}/R_L$; транзистор насыщен в результате введения в базу тока, большего, чем $I_{C(\text{sat})}/h_{FE}$. Транзисторы, используемые в переключающих схемах, работают попеременно то в режиме насыщения, то в режиме отсечки. При насыщении переход коллектор—база фактически смещен в прямом направлении; так как разности потенциалов на переходах коллектор—база и база—эмиттер примерно равны и противоположны по знаку, можно получить очень низкое напряжение между коллектором и эмиттером (обычно $V_{CE(\text{sat})} < 0,2 \text{ В}$). В общем, чем больше ток базы, тем ниже $V_{CE(\text{sat})}$.

6.5.3. Предельные значения

На выходные характеристики полезно обращать особое внимание при конструировании мощных выходных каскадов, рассмотренных в разд. 5.17.

Читатель может сначала удивиться, почему коллекторные характеристики должны быть уместны для мощных выходных каскадов, поскольку фактически все такие схемы являются эмиттерными повторителями. К счастью, нам не требуется отдельно получать «эмиттерные характеристики»; в современных транзисторах с высоким коэффициентом усиления тока кол-

латорный и эмиттерный токи настолько близки, что одно семейство характеристик в равной мере применимо как к схеме с общим эмиттером, так и к схеме с общим коллектором.

Важно, чтобы линия нагрузки никогда не пересекала гиперболу максимальной мощности; иначе в некоторых точках в пределах периода сигнала рассеивалась бы чрезмерная мощность.

Обычно линия нагрузки пересекает ось V_{CE} в точке, соответствующей напряжению источника питания V_{CC} (точка X на рис. 6.7, а). Ясно, что V_{CC} всегда должно быть меньше, чем максимально допустимое для транзистора напряжение коллектор—эмиттер ($V_{CE(max)}$). Наконец, пересечение линии нагрузки с осью I_C (точка Y на рис. 6.7, а) должно быть ниже максимально допустимого для транзистора коллекторного тока $V_{C(max)}$.

Соблюдение этих условий устанавливает верхний предел для напряжения источника питания, нижний предел для сопротивления нагрузки R_L и, следовательно, верхний предел мощности, которую можно получить на выходе. Только при этом гарантируется долговечность выходных транзисторов.

Хотя максимальную рассеиваемую мощность, а также максимальные I_C и V_{CE} для конкретной схемы удобнее всего определять графически по выходным характеристикам транзистора и по линии нагрузки, эти величины можно все же получить и без графиков. Определение $V_{CE(max)}$ и $I_{C(max)}$ не представляет проблем: они являются точками пересечения линии нагрузки с осями координат и равны V_{CC} и V_{CC}/R_L соответственно. Для определения максимальной рассеиваемой мощности P_{max} требуется немного больше вычислений. Рассмотрим схему на рис. 6.7, б. Мгновенная мощность, рассеиваемая в транзисторе, равна:

$$P = V_{CE} I_C = V_{CE} \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L} \right) = \frac{1}{R_L} (V_{CC} V_{CE} - V_{CE}^2). \quad (6.14)$$

Чтобы получить P_{max} , найдем производную dP/dV_{CE} и приравняем ее нулю:

$$\frac{dP}{dV_{CE}} = \frac{1}{R_L} (V_{CC} - 2V_{CE}) = 0.$$

Таким образом, максимальная мощность рассеивается, когда

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}.$$

Это дает важный результат, состоящий в том, что максимальная мощность, рассеиваемая транзистором, имеет место, когда на нем падает точно половина напряжения питания.

Подстановка $V_{CE} = V_{CC}/2$ в (6.14) дает

$$P_{max} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC}^2}{2} - \frac{V_{CC}^2}{4} \right) = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}. \quad (6.15)$$

Применительно к работающему в режиме AB двухтактному усилителю, подобному усилителю на рис. 5.28 со сдвоенным комплементарным источником питания, P_{max} — это максимальная мгновенная мощность, рассеиваемая *каждым* транзистором, при условии, что V_{CC} — величина напряжения каждого источника.

6.6. Стоковые характеристики полевого транзистора

Для полевого транзистора с общим истоком семейство выходных характеристик — это зависимости тока стока от напряжения сток—исток при различных значениях напряжения затвор—исток. Схема измерения, приведенная на рис. 6.8, позволяет строить соответствующие графики. Требуемое напряжение затвор—исток V_{GS} устанавливается потенциометром RV_1 и измеряется вольтметром M_1 . Затем с помощью потенциометра RV_2 задается ряд значений напряжения сток—исток V_{DS} , измеряемых вольтметром M_2 ; результирующий ток стока I_D измеряется миллиамперметром M_3 . Типичное семейство характеристик полевого транзистора показано на рис. 6.9.

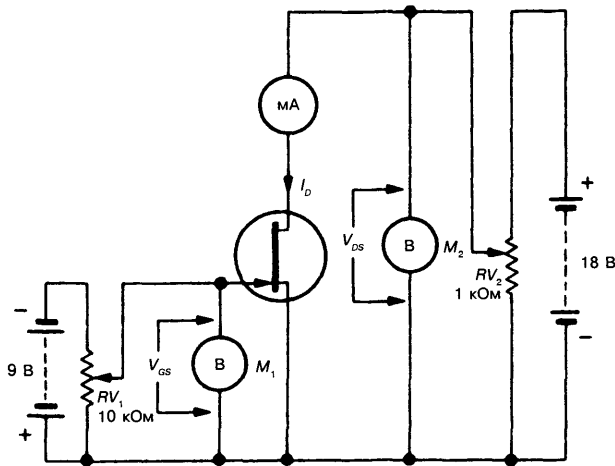


Рис. 6.8. Измерительная схема для построения стоковых характеристик полевого транзистора.

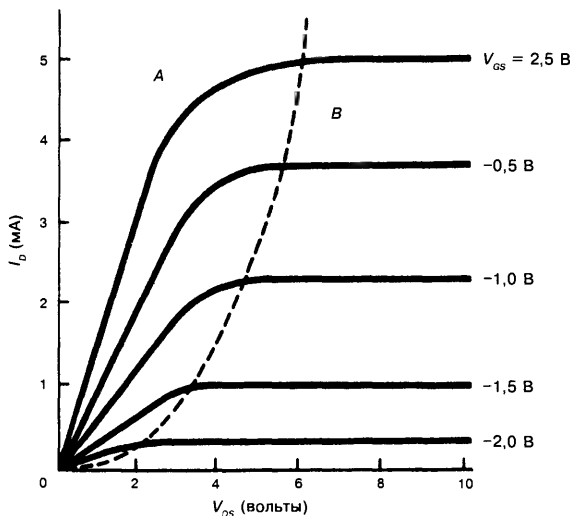


Рис. 6.9. Типичные стоковые характеристики n -канального полевого транзистора: A — область переменного сопротивления; B — область насыщения.

Как видно из рис. 6.9, в общих чертах стоковые характеристики полевого транзистора похожи на коллекторные характеристики биполярного транзистора: тот и другой представляют собой источник фиксированного тока на большей части диапазона напряжений. Другими словами, если смещение затвор—исток фиксировано на уровне 1 В, то увеличение V_{DC} от 5 до 15 В оказывает незначительное влияние на ток стока. Этот совсем не очевидный факт относится к области кривых справа от пунктирной линии; эту область называют областью насыщения.

Чтобы понять работу транзистора в этой области, нужно рассмотреть рис. 6.10, где схематически изображен полевой транзистор, к стоку и затвору которого подключены источники. Первоначально можно предположить, что $V_{DC} = 0$ и напряжение на затворе V_{GS} имеет такое значение, при котором обедненный слой занимает часть ширины кремниевого бруска, тогда как другая часть кристалла остается проводящим каналом между истоком и стоком. Когда V_{DC} начинает расти от нуля, канал ведет себя сначала просто как резистор, сопротивление которого определяется шириной канала, оставленного в кристалле обедненным слоем. Когда V_{DC} достигает нескольких сот милливольт, начинает сказываться обратное смещение на затворе и обедненный слой расширяется, в основном у положительного конца канала (у стока), до тех пор, пока не останется очень узкий проводящий канал. Дальнейшее увеличение V_{DC} приводит к еще большему сужению канала, почти точно уравнивая ожидаемое увеличение I_D с увеличением напряжения. (Это ошибка: с ростом V_{DC} увеличивается длина участка канала с предельной плотностью тока, остается неизменной напряженность электрического поля на этом участке и поэтому ток стока не меняется. — *Примеч. перев.*) Это — область предельного сжатия канала (насыщения); на рис. 6.9 явно виден выход из *резистивной* области, когда кривые изгибаются, становясь почти горизонтальными (ток становится постоянным). Так же как и в случае биполярного транзистора, имеется небольшой положительный на-

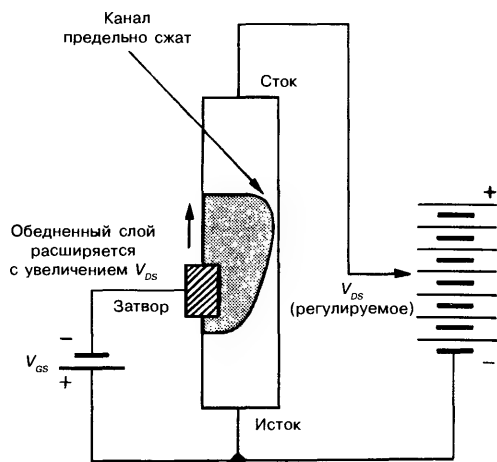


Рис. 6.10. Предельное сжатие канала в полевом транзисторе.

клон в области «постоянного» тока; чтобы учесть наклон, вводится проводимость стока g_d или y_{os} :

$$g_d = \frac{dI_D}{dV_{DS}}.$$

Используется также динамическое сопротивление стока r_d :

$$r_d = \frac{1}{g_d}.$$

6.7. Полевой транзистор как управляемый напряжением резистор

Мы уже обратили внимание на интересное свойство полевого транзистора при малых значениях V_{DS} , которого нет у биполярного транзистора. В этой области напряжение затвора способно изменять сопротивление канала сток—исток. Понятно, что в области A на рис. 6.9 у каждой характеристики в начале координат разный наклон. Обращаясь к рис. 6.5 и 6.7, видим, что этого эффекта нет у биполярного транзистора.

Таким образом, полевой транзистор можно использовать как управляемый напряжением переменный резистор для изменения величины сигналов переменного или постоянного тока; эта возможность используется в системах автоматической регулировки усиления.

На рис. 6.11 показана схема управляемого напряжением аттенюатора, который рассчитан на подключение к генератору с малым выходным сопротивлением.

Величину входного сигнала следует поддерживать меньшей чем 500 мВ, чтобы искажение сигнала было достаточно малым. Батареи с напряжением 3 и 1,5 В и потенциометр RV_1 обеспечивают изменение напряжения, которое управляет коэффициентом ослабления схемы. Чтобы получить максимальное ослабление, на затвор можно подать положительное напряжение величиной доли вольта; нежелательный ток в прямом направлении ограни-

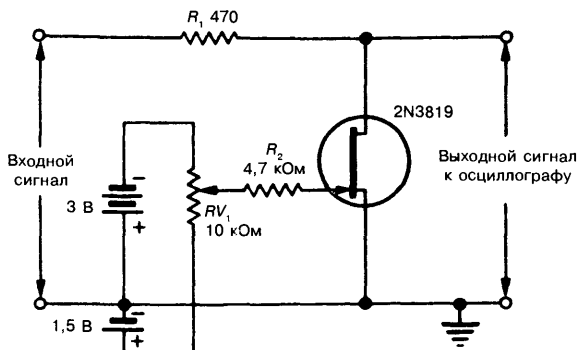


Рис. 6.11. Схема для демонстрации свойств полевого транзистора в качестве меняющегося сопротивления.

чен безопасной величиной с помощью R_2 . Заменяв полевой транзистор биполярным, легко убедиться в том, что он не будет работать как управляемый напряжением аттенюатор без грубых искажений.

Во многих применениях низкое входное сопротивление аттенюатора, представленного на рис. 6.11, является нежелательным; в действительности, R_1 можно увеличить до 10 кОм или даже до 100 кОм, если допустим меньший размах выходного сигнала. Для уменьшения искажений, обусловленных кривизной характеристик полевого транзистора, разработаны различные схемы с отрицательной обратной связью, в которых часть выходного сигнала подается на затвор.

Область применений управляемого напряжением аттенюатора весьма широка. Он может быть полезен для дистанционного управления коэффициентом усиления; по управляющему кабелю нужно подавать только постоянное напряжение, избегая при этом фона и потери сигнала. Используя напряжение, полученное путем выпрямления выходного сигнала усилителя, в качестве управляющего, можно организовать автоматическую регулировку усиления (АРУ). Такое устройство будет поддерживать выходной сигнал неизменным при изменении уровня входных сигналов в широких пределах. Аттенюаторы, управляемые напряжением, являются основой ограничителей и схем сжатия уровня, которые широко применяются в практике радиовещания и записи. В хорошо известной системе подавления шума «Долби» используются полевые транзисторы в качестве управляемых напряжением аттенюаторов.

6.8. Эквивалентная схема и коэффициент усиления для схемы с общим эмиттером

Имея в виду коллекторные характеристики, мы знаем теперь, что биполярный транзистор является почти идеальным источником тока. Этот факт облегчает вычисление выходного напряжения, развивающегося на коллекторном резисторе нагрузки в усилителе напряжения. На рис. 6.12, а показана выходная цепь каскада усилителя с нагрузкой R_L в коллекторе транзис-

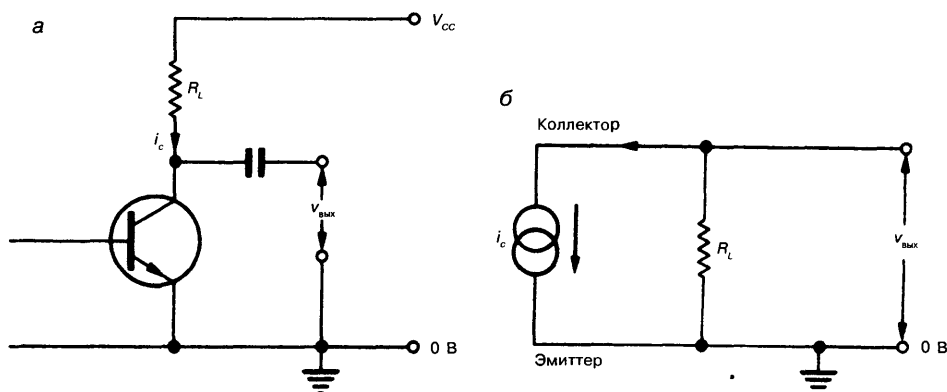


Рис. 6.12. а — выходная цепь усилителя с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером; б — ее эквивалентная схема.

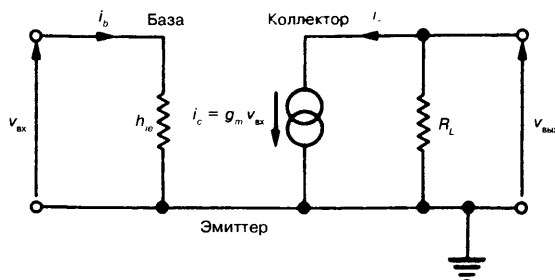


Рис. 6.13. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером (упрощенная гибридная π -образная).

тора; i_c — переменная составляющая коллекторного тока. На эквивалентной схеме (рис. 6.12, б) транзистор показан как генератор постоянного тока, дающий ток i_c в нагрузку R_L . Согласно закону Ома,

$$v_{вых} = -i_c R_L. \quad (6.16)$$

На рис. 6.13 показана эквивалентная схема как входной, так и выходной цепи усилителя с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером. Эквивалентную схему такого вида называют *гибридной π -образной* эквивалентной схемой, которая позволяет найти такие *h -параметры*, как h_{ie} и др.

Мы знаем, что коллекторный ток i_c связан с напряжением база—эмиттер $v_{вх}$ крутизной g_m ; из (6.9а) следует, что

$$i_c = v_{вх} g_m, \quad (6.17)$$

и у нас уже есть уравнение (6.16):

$$v_{вых} = -i_c R_L.$$

Следовательно, мы можем вычислить коэффициент усиления напряжения A :

$$A = \frac{v_{вых}}{v_{вх}}.$$

Подставляя значение $v_{вых}$ с учетом (6.16) и (6.17), получим:

$$A = \frac{-v_{вх} g_m R_L}{v_{вх}}, \quad (6.18)$$

поэтому

$$A = -g_m R_L, \quad (6.19)$$

где g_m — в миллиамперах/вольт, а R_L — в килоомах.

Отрицательный знак указывает на переворот фазы; это означает, что изменение входного сигнала в положительную сторону приводит к изменению выходного сигнала в отрицательную сторону. В этом простом расчете, который достаточно точен для большинства практических целей, мы пренебрегли небольшим наклоном коллекторных характеристик, то есть выходной проводимостью h_{oe} . Наличие этого наклона означает, что генератор

тока не является идеальным; однако мы можем легко исправить эквивалентную схему, дополнив ее резистором, имеющим сопротивление $1/h_{oe}$ параллельно с резистором нагрузки R_L . В результате коллекторная цепь транзистора имеет как бы конечное внутреннее сопротивление $1/h_{oe}$, тогда как действительно идеальный источник тока имеет бесконечное внутреннее сопротивление. Типичные значения $1/h_{oe}$ составляют от 50 до 100 кОм, так что при величине R_L , равной 5 кОм или меньше, наклон коллекторных характеристик можно не учитывать.

Если выразить g_m через средний коллекторный ток I_C (см. (6.11)), то при комнатной температуре величина коэффициента усиления напряжения A будет равна

$$A = 40 I_C R_L, \quad (6.20)$$

где I_C — в миллиамперах, а R_L — в килоомах.

Таким образом, найти коэффициент усиления напряжения A очень просто, когда известен средний ток коллектора. Например, если $I_C = 1$ мА, а $R_L = 5$ кОм, $A = 200$. Сейчас предполагается, что переменная составляющая коллекторного тока i_c очень мала по сравнению с постоянным (средним) током коллектора I_C . Если это условие не выполняется, то, как и можно было ожидать, крутизна g_m станет изменяться согласно мгновенным значениям коллекторного тока. Следовательно, усилитель будет иметь большой коэффициент усиления напряжения, когда коллекторное напряжение изменяется вблизи нуля (при большом коллекторном токе), и малый коэффициент усиления на гребне волны вблизи отсечки (при малом коллекторном токе). Результатом будут амплитудные искажения, показанные на рис. 6.14.

Тот же эффект можно рассмотреть с другой точки зрения, а именно как следствие изменения входного сопротивления h_{ie} при изменении базового тока: h_{ie} становится меньше при большом токе базы и растет при уменьше-

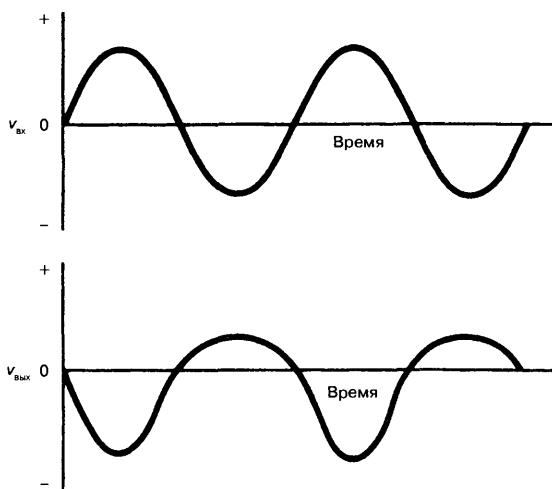


Рис. 6.14. Форма входного и выходного сигналов при наличии искажений в усилителе на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, при большой амплитуде колебаний. Входной сигнал показан здесь в увеличенном масштабе для удобства сравнения.

нии тока базы. Поэтому один из способов исправления искажений состоит в том, чтобы сгладить изменения h_{ie} резистором, включенным последовательно во входной цепи. Подобный эффект даст нешунтированный резистор в эмиттере, при наличии которого возникает обратная связь по току и увеличивается входное сопротивление. Для уменьшения искажений, конечно, можно использовать обратную связь по напряжению. Все эти меры, смягчающие присущую биполярному транзистору нелинейность, к сожалению, уменьшают коэффициент усиления схемы. Одно из изящнейших решений проблемы нелинейности заключается в применении дифференциального усилителя, который является основой большинства линейных интегральных схем (см. гл. 8).

6.9. Эквивалентная схема и коэффициент усиления усилителя на полевом транзисторе с общим истоком

На рис. 6.15 показана простейшая схема усилителя на полевом транзисторе с p - n -переходом, а на рис. 6.16 его эквивалентная схема. Здесь входное сопротивление обычно равно сопротивлению резистора в цепи затвора; входное сопротивление собственно полевого транзистора с p - n -переходом имеет значение порядка сотен мегаом. Эквивалентная схема выходной цепи подобна эквивалентной схеме биполярного транзистора; из схемы следует, что ток стока равен

$$i_d = g_m v_{gs} = g_m v_{вх},$$

а выходное напряжение равно

$$v_{вых} = -i_d R_L = -g_m v_{вх} R_L.$$

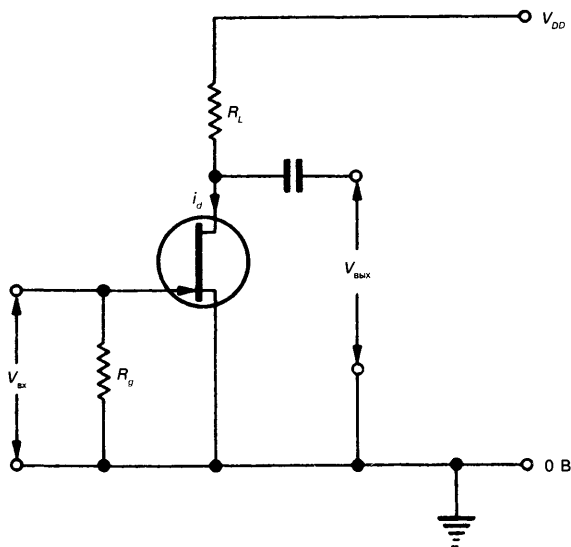


Рис. 6.15. Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком (ради простоты не показаны элементы, задающие смещение затвора).

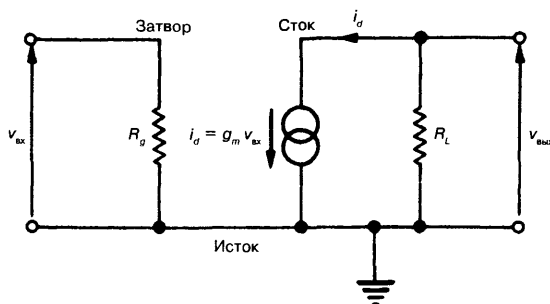


Рис. 6.16. Эквивалентная схема усилителя при включении полевого транзистора по схеме с общим истоком.

Таким образом, как и в случае биполярного транзистора, коэффициент усиления напряжения равен

$$A = \frac{v_{\text{вых}}}{v_{\text{вх}}} = -g_m R_L.$$

Сопротивление стока у полевых транзисторов (r_d или $1/g_d$) с типичным значением 100 кОм много больше встречающихся чаще всего значений R_L , и поэтому обычно им можно пренебречь. Однако если требуется, то его можно включить в эквивалентную схему параллельно с R_L .

6.10. Изменение крутизны полевого транзистора

В разд. 6.3 мы видели, что крутизна биполярного транзистора является чрезвычайно устойчивым параметром, равным $40 I_C$ мА/В при комнатной температуре, если I_C выражен в миллиамперах. Если пренебречь эффектами второго порядка, такими как сопротивление базы, то это простое соотношение справедливо для всех типов биполярных транзисторов, не изменяясь от одного экземпляра к другому, в отличие от коэффициента усиления тока h_{fe} . У полевого транзистора крутизна изменяется от одного типа транзистора к другому, находясь обычно между 0,5 и 5 мА/В (у современных транзисторов крутизна достигает величины 100 мА/В. — *Примеч. перев.*), кроме того, как сейчас будет показано, крутизна меняется при изменении тока стока.

Теоретическое рассмотрение работы полевого транзистора в области насыщения показывает, что ток стока I_D связан следующей квадратичной зависимостью с напряжением затвор—исток V_{GS} :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2. \quad (6.21)$$

Здесь I_{DSS} — ток стока, протекающий при $V_{GS} = 0$, а V_P — напряжение насыщения, которое определяется как напряжение затвор—исток, необходимое для сжатия канала настолько, что I_P падает до нуля (называемое также напряжением отсечки), или как напряжение сток—исток, необходимое для достижения транзистором режима насыщения при $V_{GS} = 0$. Можно по-

казать, что оба эти определения V_p эквивалентны и приводят к одному результату.

Теперь

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}.$$

Дифференцируя I_D по V_{GS} , получим:

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = \frac{-2\sqrt{I_{DSS}}}{V_p} \cdot \sqrt{I_D}. \quad (6.22)$$

Таким образом, у полевого транзистора крутизна g_m пропорциональна квадратному корню из I_D : если $g_m = 1$ мА/В при $I_D = 1$ мА, то можно ожидать, что $g_m = 3$ мА/В при $I_D = 9$ мА.

В усилителях напряжения на полевых транзисторах ток стока увеличивается или уменьшается в такт с переменным сигналом, и g_m будет меняться как квадратный корень от мгновенного значения тока стока. Таким образом, ситуация подобна случаю с биполярным транзистором, у которого крутизна g_m прямо пропорциональна мгновенному значению коллекторного тока. В обоих случаях результатом является искажение формы выходного сигнала, если он велик, хотя квадратичная характеристика полевого транзистора приводит к появлению только второй гармоники сигнала, в то время как экспоненциальная характеристика биполярного транзистора дает полную гамму гармоник. Следовательно, нелинейность полевого транзистора в соответствии с ее природой легче «преодолеть», чем нелинейность биполярного транзистора.

ГЛАВА 7

УСИЛЕНИЕ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

7.1. Представление о высоких частотах

Усилители, предназначенные для работы на частотах выше примерно 10 кГц, согласно общей классификации, являются высокочастотными схемами, и разработчик должен принимать во внимание определенное влияние емкостей, которым пренебрегают на низких частотах. В соответствии с довольно грубой классификацией высокие частоты, часто называемые также радиочастотами, можно разделить на следующие диапазоны:

10—100 кГц	Верхние частоты звукового диапазона и очень низкие частот радиовещания (VLF)
100 кГц — 2 МГц	Длинные и средние радиоволны (с амплитудной модуляцией, AM radio) (MF)
2—30 МГц	Короткие радиоволны (HF)
30—300 МГц	Метровый диапазон телевидения и радиовещания с частотной модуляцией (FM radio) (VHF)
300 МГц — 2 ГГц	Дециметровый диапазон телевидения и мобильные (сотовые) телефоны (UHF)

Частоты выше 2 ГГц (2000 МГц) обычно называют диапазоном СВЧ (сверхвысоких частот); из-за крайне малой длины волны СВЧ-колебания распространяются по прямой линии, как свет. Это их свойство используется в радиолокации для обнаружения целей по отраженному СВЧ-сигналу.

Из-за направленного характера распространения СВЧ-волны неудобны для наземного радиовещания, но они интенсивно применяются для передачи сигналов в телекоммуникационных системах и в спутниковом вещании. С точки зрения этих приложений СВЧ-диапазон в изобилии предоставляет требуемые полосы частот, и, следовательно, в этом диапазоне можно организовать передачу сигналов от одного передатчика по многим каналам, имея возможность фактически исключить взаимные помехи за счет направленности антенн. Техника СВЧ образует чрезвычайно важную ветвь электроники, широко применяемой в «беспроводной» цифровой связи. СВЧ-схемы представляют собой особый случай работы на высоких частотах, когда решающую роль играют не только сами компоненты, но и точные размеры соединений. Хотя общие принципы работы на радиочастотах, обсуждаемые в этой главе, в равной мере применимы к технике СВЧ, практические схемы СВЧ все же выходят за рамки данной книги.

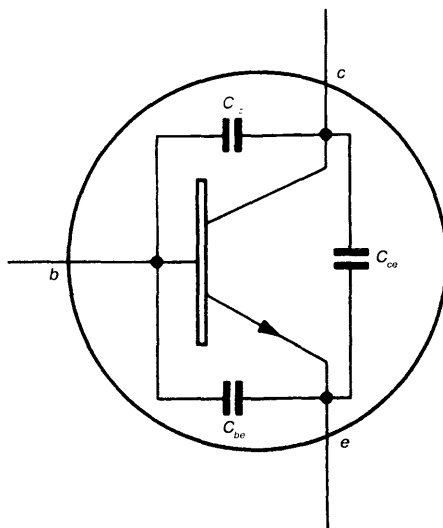


Рис. 7.1. Биполярный транзистор с емкостями переходов.

В диапазоне от 10 кГц до 2 ГГц можно применять обычные методы анализа схем при условии, что в рассмотрение включены различные собственные емкости транзисторов и образующиеся при этом цепи. Например, свойства биполярного транзистора на высоких частотах определяются главным образом тремя собственными емкостями, показанными на рис. 7.1. Наименее существенной из них является емкость коллектор—эмиттер C_{ce} , которая мала по величине и легко может быть учтена в перестраиваемой коллекторной нагрузке, часто применяемой в высокочастотных усилителях. Как будет показано в следующем разделе, емкость C_{be} приводит к уменьшению коэффициента усиления тока на высоких частотах, а емкость C_{cb} играет особую роль в ограничении возможностей усилителя напряжения на высоких частотах.

7.2. Высокие частоты и биполярный транзистор

7.2.1. Емкость база—эмиттер

В подразд. 1.3.10 было показано, что смещенный в обратном направлении p - n -переход, такой как переход коллектор—база, ведет себя подобно конденсатору, у которого емкость зависит от площади перехода и глубины обедненного слоя. Смещенный в прямом направлении p - n -переход, такой как переход база—эмиттер, также обладает емкостью C_{be} , которая оказывается включенной параллельно с обычным сопротивлением в прямом направлении. У эффективной емкости p - n -перехода, смещенного в прямом направлении, имеются две основные составляющие. Первая из них — это просто емкость обедненного слоя, который у перехода, смещенного в прямом направлении, уже, чем у перехода, смещенного в обратном направлении, и поэтому при смещении в прямом направлении емкость больше; вторая составляющая полной емкости является результатом конечной скорости диф-

фузии неосновных носителей по p - n -переходу. Из-за сравнительно медленной диффузии этих носителей они оказываются как бы временно скопившимися в полупроводниковом материале, тогда как приложенный извне сигнал меняется быстро; этот запас заряда ведет себя по отношению к внешнему сигналу подобно заряду на пластинах обычного конденсатора. Когда напряжение в поданном извне сигнале мгновенно уменьшается, изменению коллекторного тока должно предшествовать удаление носителей из базы. Типичное значение эффективной емкости перехода база—эмиттер у маломощного кремниевого транзистора — примерно от 100 до 1000 пФ; на высоких частотах эта емкость оказывает существенное шунтирующее действие в отношении базового тока, приводя к падению коэффициента усиления тока h_{fe} для переменных составляющих.

7.2.2. Частота единичного усиления

С увеличением частоты сигнала реактивное сопротивление емкости база—эмиттер становится сравнимым с сопротивлением база—эмиттер h_{ie} , и значительная часть базового тока, который нормально должен был бы управлять током коллектора, потечет вместо этого по емкости C_{be} . Результатом является падение коэффициента усиления тока. Частота $f_{h_{fe}}$, на которой реактивное сопротивление емкости C_{be} равно входному сопротивлению h_{ie} , называется *граничной*, и на этой частоте коэффициент усиления тока падает в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ). На частотах выше $f_{h_{fe}}$ большая часть «базового» тока, в действительности, течет по C_{be} , и каждый раз с удвоением частоты коэффициент усиления тока падает вдвое. В логарифмическом масштабе это выражается уменьшением h_{fe} на 6 дБ при изменении частоты на октаву (при удвоении частоты). Экстраполируя эту зависимость, можно найти частоту, на которой h_{fe} упадет до единицы. Эта частота f_T называется частотой еди-

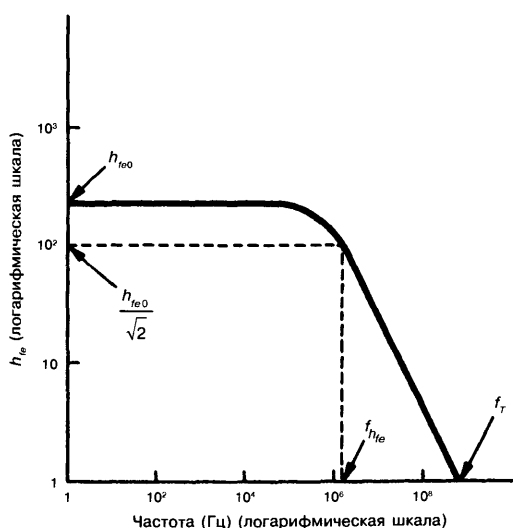


Рис. 7.2. Зависимость коэффициента усиления тока для малых сигналов h_{fe} от частоты f . Отмечены граничная частота $f_{h_{fe}}$ и частота единичного усиления f_T .

ничного усиления, и на частотах выше нее от транзистора мало пользы как от усилителя. Частоту единичного усиления f_T называют также произведением усиления на ширину полосы, поскольку в интервале частот между $f_{h_{fe}}$ и f_T произведение коэффициента усиления тока на частоту сигнала, грубо говоря, остается постоянным и равным величине f_T , то есть

$$f_T \approx h_{fe} \times f_{h_{fe}}. \quad (7.1)$$

На рис. 7.2 представлен график зависимости h_{fe} от частоты для типичного маломощного транзистора в логарифмическом масштабе. Здесь частота единичного усиления f_T равна 200 МГц, а граничная частота $f_{h_{fe}}$ — 1 МГц.

7.2.3. Зависимость частоты единичного усиления от коллекторного тока

На рис. 7.3 показана эквивалентная схема входной цепи транзистора на высоких частотах. Ясно, что чем большая часть базового тока i_b ответвляется в емкость C_{be} и чем меньшая часть фактически протекает по сопротивлению перехода h_{ie} , тем меньшим значением коэффициента усиления тока будет обладать транзистор. Другими словами, для получения хорошей характеристики на высоких частотах желательно, чтобы реактивное сопротивление емкости C_{be} было больше, чем h_{ie} , или:

$$\frac{1}{2\pi f C_{be}} \gg h_{ie}.$$

Как мы видели в разд. 6.3, величина h_{ie} связана с эмиттерным током I_E соотношением:

$$h_{ie} \approx \frac{25h_{fe}}{I_E} \text{ Ом.} \quad [(6.6)]$$

Таким образом, с ростом эмиттерного тока входное сопротивление h_{ie} падает, и поэтому по нему течет большая доля базового тока, нежели по емкости C_{be} . В результате этого f_T увеличивается с ростом эмиттерного (а значит, и коллекторного) тока. Однако значение C_{be} также растет с увеличением коллекторного тока, и действие этой емкости начинает преобладать, когда происходит так называемое *расширение базы*. Это явление имеет

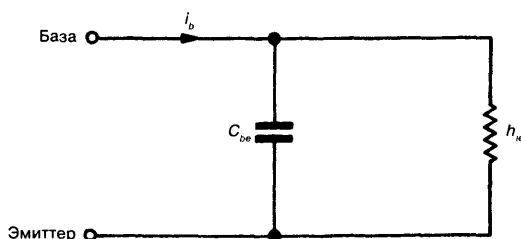


Рис. 7.3. Эквивалентная схема входной цепи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, с емкостью база—эмиттер.

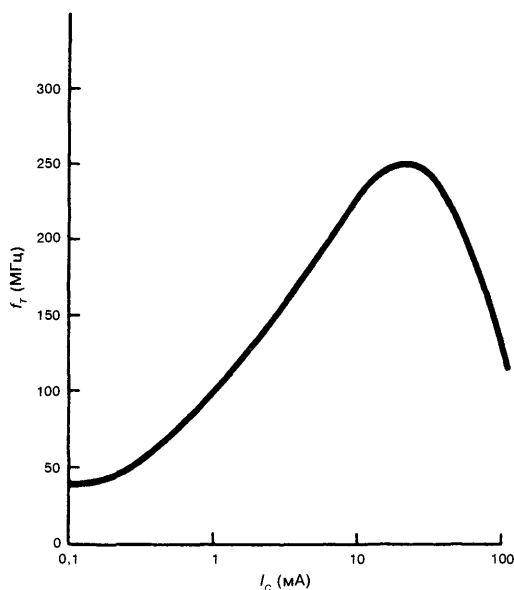


Рис. 7.4. Зависимость частоты единичного усиления f_T от тока коллектора I_C .

место при сравнительно больших токах (≈ 50 мА для маломощного кремниевого транзистора) и обусловлено влиянием неосновных носителей в базе на положение обедненного слоя коллектор—база. При малых коллекторных токах эффективная ширина базы много меньше ее физической толщины из-за области, которую занимает в базе обедненный слой коллектор—база. При больших токах коллектора поток подвижных зарядов (электронов в n - p - n -транзисторе) сквозь базу и через обедненный слой оказывается достаточным, чтобы нарушить равновесие распределения зарядов, и вызывает перемещение всего обедненного слоя дальше от эмиттера, то есть в коллектор. Таким образом, база фактически становится шире, и время прохода носителей растет. Это проявляется как увеличение емкости C_{be} , которое затем на высоких частотах начинает доминировать; поэтому с увеличением коллекторного тока частота f_T , вслед за первоначальным ростом, падает. Результирующая зависимость частоты f_T от коллекторного тока I_C для маломощного кремниевого транзистора показана на рис. 7.4, где можно видеть, что оптимальные характеристики в области высоких частот получаются при токах коллектора от 5 до 50 мА.

7.3. Свойства транзисторной схемы на высоких частотах

7.3.1. Усилители напряжения и эффект Миллера

До сих пор мы видели, что коэффициент усиления тока биполярного транзистора на высоких частотах падает из-за большой емкости база—эмиттер. Теперь необходимо рассмотреть емкость перехода коллектор—база. Поскольку величина C_{cb} много меньше, чем C_{be} (типичное значение C_{cb} — 5 пФ), эта емкость (C_{cb}) играет незначительную роль в поведении коэффициента уси-

ления тока на высоких частотах, когда, по предположению, напряжение на коллекторе остается постоянным. Однако в усилителе напряжения потенциал коллектора колеблется, создавая выходной сигнал, и емкость C_{cb} становится значительно более существенной, чем можно было представить себе на первый взгляд. Связанная с емкостью C_{cb} проблема заключается в том, что эта емкость помещается между входом и выходом усилителя, и, как показано ниже, рассматриваемая со стороны входа, она выглядит как много большая емкость, чем она есть на самом деле.

На рис. 7.5, а показан усилитель с коэффициентом усиления напряжения $-A$; отрицательный знак указывает на обычный переворот фазы при прохождении сигнала со входа на выход. Конденсатор C включен между выходом и входом и представляет собой емкость обратной связи, которая имеется между коллектором и базой у биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, и между стоком и затвором у полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком. Нас интересует эффективное значение емкости этого конденсатора, какой она видится со стороны входа усилителя (C_{eff} на рис. 7.5, б). Значение C_{eff} можно найти, предположив, что к входным клеммам прикладывается э.д.с. $v_{\text{вх}}$ и измеряется полный заряд q , который в результате втечет во входную цепь. Поскольку

$$\text{емкость} = \frac{\text{заряд на конденсаторе}}{\text{разность потенциалов между пластинами}},$$

имеем

$$C_{\text{eff}} = \frac{q}{v_{\text{вх}}}. \quad (7.2)$$

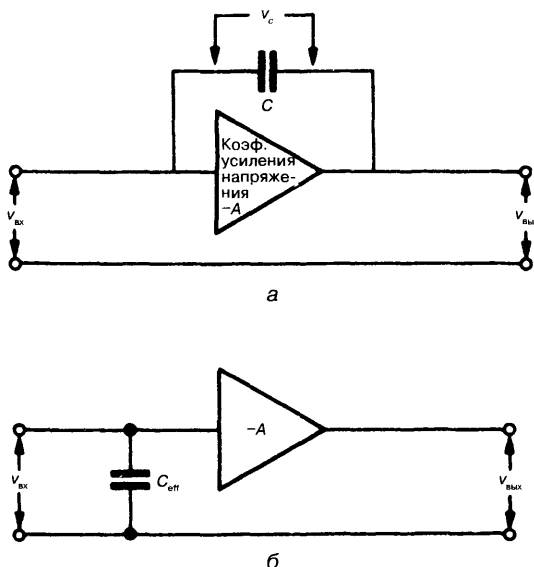


Рис. 7.5. Эффект Миллера:

а — усилитель напряжения с емкостью C между входом и выходом; б — эквивалентная схема, в которой емкость C заменена на емкость $C_{\text{eff}} (\approx CA)$, включенную на входе.

Как следует из рис. 7.5, а, заряд q , запасенный в схеме, равен напряжению v_c на конденсаторе C , умноженному на его емкость, то есть

$$q = v_c C.$$

Теперь

$$v_c = v_{\text{вх}} - v_{\text{вых}}.$$

Но

$$v_{\text{вых}} = -A v_{\text{вх}},$$

поэтому

$$v_c = (A + 1) v_{\text{вх}}$$

и

$$q = C(A + 1) v_{\text{вх}}. \quad (7.3)$$

Объединяя (7.2) и (7.3), находим, что эффективная емкость C_{eff} равна

$$C_{\text{eff}} = \frac{C(A + 1) v_{\text{вх}}}{v_{\text{вх}}},$$

следовательно,

$$C_{\text{eff}} = C(A + 1), \quad (7.4)$$

и если $A \gg 1$, то

$$C_{\text{eff}} \approx CA. \quad (7.5)$$

В этом и заключается *эффект Миллера*, когда конденсатор, включенный между входом и выходом инвертирующего усилителя, выглядит с точки зрения входного сигнала как если бы его емкость была большей в число раз, равное коэффициенту усиления усилителя.

7.3.2. Схема с общим эмиттером на высоких частотах

В схеме с общим эмиттером в результате эффекта Миллера к эффективной емкости база—эмиттер добавляется емкость AC_{cb} , где A — коэффициент усиления напряжения усилителя ($A \approx g_m R_L$), а C_{cb} — емкость коллектор—база, показанная на упрощенной эквивалентной схеме на рис. 7.6. В результате преобразования приходим к эквивалентной схеме на рис. 7.7, где полная эффективная емкость C_T , включенная параллельно входу, равна

$$C_T = C_{be} + AC_{cb} = C_{be} + g_m R_L C_{cb}.$$

Таким образом, совокупное действие внутренних емкостей транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, сводится к тому, что входной импеданс $Z_{\text{вх}}$ на высоких частотах находится как результат параллельного соединения компонентов:

$$\frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{1}{h_{ie}} + j\omega C_T.$$

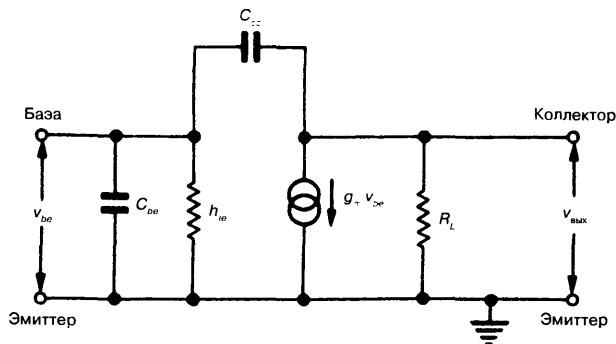


Рис. 7.6. Эквивалентная схема усилителя напряжения с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером, с емкостями C_{be} и C_{cb} .

Следовательно,

$$|Z_{BX}| = \frac{h_{ie}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_T^2 h_{ie}^2}}.$$

В связи с этим может показаться, что в случае, когда выходное сопротивление источника сигнала очень мало, реально наблюдаемый коэффициент усиления напряжения в схеме с общим эмиттером не будет значительно ухудшаться на высоких частотах. И это в какой-то степени справедливо; однако, к сожалению, уменьшение входного сопротивления означает, что с увеличением частоты усилитель дает все меньшее усиление *по мощности*. А возможность обеспечить усиление мощности — это, в конце концов, именно то, чем усилитель отличается от повышающего трансформатора.

Но даже при условии, что сопротивление источника сигнала мало, коэффициент усиления напряжения при включении транзистора по схеме с общим эмиттером с ростом частоты падает из-за собственного сопротивления базового слоя $r_{bb'}$ (см. рис. 6.3). До сих пор мы пренебрегали величиной $r_{bb'}$ в нашем рассмотрении, относящемся к высоким частотам; однако этот параметр становится существенным, когда входной сигнал приходит от источника с малым сопротивлением. Полная эффективная емкость база—эмиттер C_T действует, конечно, на самом переходе база—эмиттер, однако только часть входного напряжения v_{BX} может достичь перехода из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении базы $r_{bb'}$.

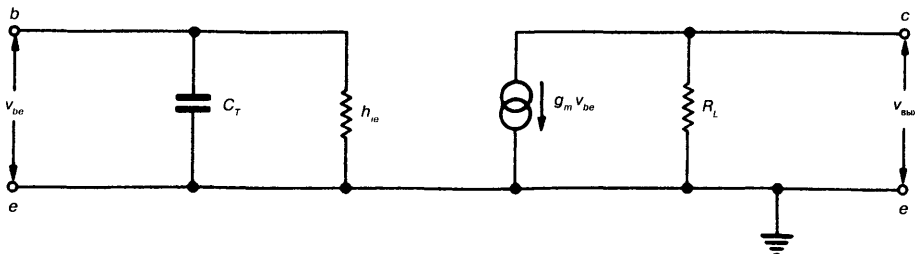


Рис. 7.7. Результат преобразования схемы, представленной на рис. 7.6, с полной эффективной емкостью C_T .

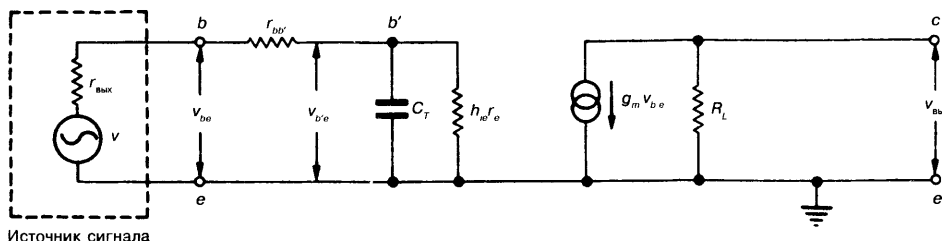


Рис. 7.8. Более точная эквивалентная схема для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Входное сопротивление h_{ie} разделено на две составляющие: $r_{bb'}$ и $h_{fe} r_e$. Показан также источник сигнала с его внутренним сопротивлением $r_{\text{вых}}$.

Более точная эквивалентная схема, в которой входное сопротивление h_{ie} разделено на $h_{fe} r_e$ и $r_{bb'}$, показана на рис. 7.8, где видно, что $r_{bb'}$ включено последовательно с выходным сопротивлением генератора $r_{\text{вых}}$. На высоких частотах суммарное сопротивление $r_{\text{вых}} + r_{bb'}$ вместе с эффективной емкостью C_T образует фильтр нижних частот, который уменьшает сигнал по величине и вносит сдвиг фазы. RC-схемы такого типа подробно рассматриваются позднее в этой главе (разд. 7.7).

Суммируя сказанное, видим, что для получения хороших результатов на высоких частотах следует воспользоваться транзистором с малой емкостью база—эмиттер C_{be} , с малой емкостью база—коллектор C_{cb} и с малым внутренним сопротивлением базы $r_{bb'}$. Небольшие физические размеры и применение технологий поверхностного монтажа, особенно внутри интегральных микросхем, способствуют тому, чтобы значения емкостей были малыми. Уже было отмечено, что емкость C_{be} обусловлена главным образом относительно медленным движением носителей в базе. Скорость носителей зависит от наличия электрического поля и подвижности носителя в полупроводниковом материале. Подвижность, по определению, — это скорость (м/с), которую приобретает носитель под действием поля единичной напряженности (1 В/м). В табл. 7.1 приведены значения подвижности электронов и дырок в кремнии (Si), германии (Ge) и арсениде галлия (GaAs) при комнатной температуре; единицы измерения — м/с на В/м.

Таблица 7.1. Подвижность носителей ($\text{м}^2\text{с}^{-1}\text{В}^{-1}$).

	Электроны	Дырки
Si	0,14	0,05
Ge	0,39	0,19
GaAs	0,55	0,05

Таким образом, можно ожидать, что лучшей частотной характеристикой в области высоких частот будет обладать *n-p-n*-транзистор, у которого текущий сквозь базу ток образуется электронами, а не *p-n-p*-транзистор, у которого главными носителями являются менее подвижные дырки. Хотя в общем случае более предпочтительными являются кремниевые транзисторы из-за их малых токов утечки и простоты изготовления, интересно все же



отметить, что германий является материалом, потенциально обеспечивающим большее быстродействие, тогда как замечательное быстродействие транзисторов из арсенида галлия (GaAs) обусловлено исключительно высокой подвижностью электронов.

7.3.3. Высокие частоты и эмиттерный повторитель

Эмиттерный повторитель часто применяют в качестве выходного каскада, чтобы не испортить хорошую частотную характеристику в области высоких частот, когда сигналы передаются по кабелю. Как уже отмечалось в подразд. 5.12.7, на высоких частотах происходит ослабление сигнала из-за шунтирующего действия емкости кабеля. Подключение кабеля через эмиттерный повторитель сводит к минимуму это ослабление в области высоких частот: источник с малым выходным сопротивлением может возбуждать колебания на нагрузке с большой емкостью без значительной потери в напряжении. Поэтому интересно посмотреть, как работает на высоких частотах сам эмиттерный повторитель.

Из гл. 5 нам уже известно, что самой важной характеристикой эмиттерного повторителя является не его коэффициент усиления по напряжению, который почти равен единице, а отношение его входного сопротивления к его выходному сопротивлению, равное коэффициенту усиления тока транзистора h_{fe} .

Вот почему коэффициент усиления тока является главным фактором, определяющим качество эмиттерного повторителя, и только тогда, когда этот параметр уменьшается по величине на высоких частотах, результат преобразования входного и выходного сопротивлений ухудшается. Эмиттерный повторитель начинает существенно портиться на частотах выше «границной» частоты транзистора f_{h_c} , на которой коэффициент усиления тока падает на 3 дБ, то есть в $\sqrt{2}$ раз.

7.4. Полевые транзисторы на высоких частотах

Полевые транзисторы потенциально способны очень хорошо работать на высоких частотах. Мы видели, что в случае биполярного транзистора ограничивающим фактором в отношении частотной характеристики на высоких частотах является медленность рассасывания неосновных носителей в базе, которая приводит к относительно большой диффузионной емкости между базой и эмиттером. У полевых транзисторов подобного эффекта нет, и нам нужно рассмотреть только «естественные» емкости транзистора. На рис. 7.9 представлен полевой транзистор с p - n -переходом и схематически изображены эти емкости: C_{gs} , C_{ds} и C_{dg} ; иногда их обозначают как C_{iss} , C_{oss} и C_{rsg} соответственно, подчеркивая, что они являются входной, выходной и проходной емкостями (последняя из них является емкостью обратной связи) в режиме короткого замыкания. Типичные значения емкостей таковы:

$$C_{gs} \approx 5 \text{ пФ},$$

$$C_{ds} \approx 2 \text{ пФ},$$

$$C_{dg} \approx 1 \text{ пФ}.$$

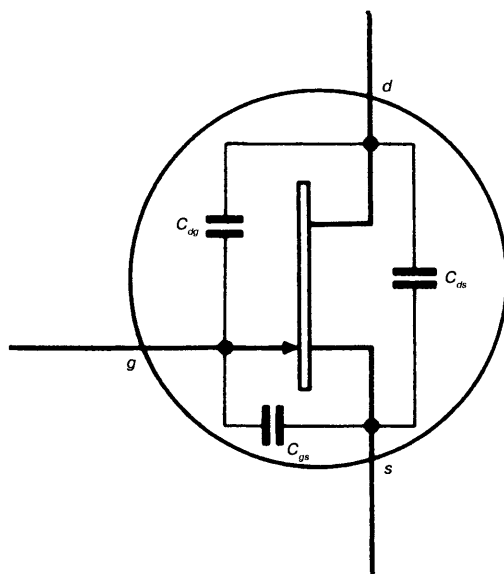


Рис. 7.9. Полевой транзистор с p - n -переходом и его внутренние емкости.

Несмотря на то что емкость C_{dg} — наименьшая из всех, из-за эффекта Миллера она наиболее важна с точки зрения частотной характеристики в области высоких частот. На рис. 7.10 представлена основная эквивалентная схема для транзистора, включенного по схеме с общим истоком, в которой присутствуют все три емкости, а на рис. 7.11 эффективное значение C_{dg} объединено с емкостью C_{gs} в суммарную емкость C_T во входной цепи:

$$C_T = C_{gs} + (A + 1)C_{ds},$$

где A — коэффициент усиления напряжения в этом усилителе.

Таким образом, преобладающим эффектом на высоких частотах является уменьшение входного импеданса, равного $1/j\omega C_T$, который на частоте 100 МГц может составлять всего лишь несколько десятков ом. Влияние C_{ds} обычно можно компенсировать включением ее, как одной из составляющих, в резонансный контур в цепи стока. Это позволяет избежать шунтирующего действия данной емкости, которое имело бы место при резистивной нагрузке.

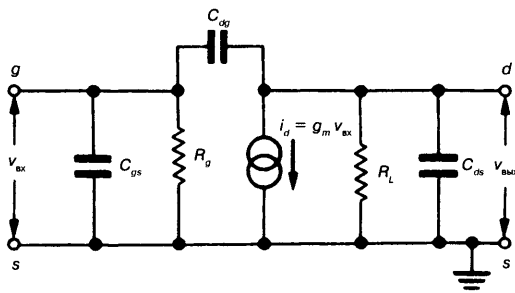


Рис. 7.10. Высокочастотная эквивалентная схема усилителя с транзистором, включенным по схеме с общим истоком.

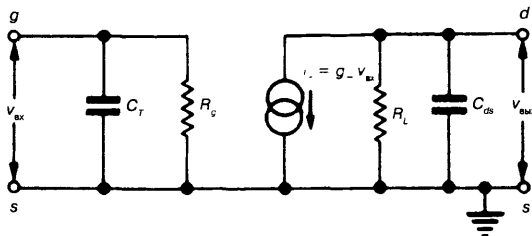


Рис. 7.11. Усилитель на основе транзистора, включенного по схеме с общим истоком, с полной эффективной емкостью C_T на выходе.

Внутренние емкости не являются единственным обстоятельством, которое влияет на усиление в области высоких частот. При точном расчете необходимо принять во внимание тот факт, что крутизна g_m , сопротивление r_d , выражающее наклон стоковых характеристик, и сопротивление r_{gs} между затвором и истоком — все они уменьшаются по величине на высоких частотах. На частоте 100 МГц крутизна и r_d могут упасть наполовину по сравнению с их низкочастотными значениями, а сопротивление затвор—исток может составлять всего лишь 10 кОм вместо сотен мегаом, которых следует ожидать на низких частотах. Однако емкости являются главной причиной уменьшения усиления на высоких частотах.

7.5. Специальные схемы для высоких частот

7.5.1. Вступление

Единственным наиболее важным барьером на пути эффективного усиления в области высоких частот является эффект Миллера, из-за которого любая емкость между выходом и входом сказывается, по существу, как емкость, увеличенная в число раз, равное коэффициенту усиления напряжения в данной схеме. Во всех схемах, о которых пойдет речь, предпринята попытка минимизировать эффект Миллера путем уменьшения фактической емкости обратной связи.

С практической точки зрения следует заметить, что экспериментальная проверка высокочастотных свойств усилителей представляет собой специальную задачу, в которой обычный метод «генератор—усилитель—осциллограф» может давать результаты, вводящие в глубокое заблуждение всего лишь из-за того, что применяются более экзотические осциллографы с частотной характеристикой, остающейся ровной вплоть до частот выше 50 МГц. Прежде всего, фактически все осциллографы обладают входной емкостью порядка 30 пФ, а соединительные провода внесут дополнительную емкость; даже при использовании специальных высокочастотных пробников следует ожидать некоторого взаимодействия между измерительным прибором и схемой. В этом параграфе рассматриваются схемы, интересные главным образом сами по себе; при этом не приходится ожидать, что читатель сможет аккуратно проверить их на высоких частотах. Однако тот, кто захочет поэкспериментировать, приобретет практический навык усиления радио- и телевизионных сигналов с помощью соответствующих схем.

7.5.2. Схема с общей базой

Включение транзистора по схеме с общей базой, когда сигнал подается на эмиттер, обеспечивает тот же самый коэффициент усиления напряжения, что и более привычная схема с общим эмиттером. Недостаток схемы с общей базой состоит в малом входном сопротивлении, которое в h_{fe} раз меньше, чем у схемы с общим эмиттером; поэтому во столько же раз меньшим является усиление мощности.

Достоинство схемы с общей базой на высоких частотах заключается в том, что база действует как экран между входом и выходом, так что эффектом Миллера можно пренебречь. Ослаблению на высоких частотах препятствует также присущее схеме малое входное сопротивление, при котором влияние реактивного сопротивления емкости база—эмиттер оказывается не таким значительным, как в случае схемы с общим эмиттером.

На рис. 7.12 показана практическая схема с общей базой. Расчет величин компонентов для правильного режима по постоянному току точно такой же, как для стабилизированной схемы с общим эмиттером, приведенной на рис. 1.20. В этом каскаде коллекторный ток покоя равен 1 мА, а потенциал базы поддерживается таким, чтобы обеспечить падение напряжения величиной 1 В на 1-килоомном резисторе в цепи эмиттера. Осуществлена развязка базы относительно земли; другими словами, конденсатор емкостью 10 мкФ пропускает все переменные сигналы прямо на землю. Выходной сигнал обычным образом снимается с коллекторной нагрузки, имеющей сопротивление 4,7 кОм.

На рис. 7.13 приведена упрощенная эквивалентная схема для схемы с общей базой, включающая внутренние емкости. Первое, что необходимо отметить, это то, что входной сигнал приложен непосредственно к малому эмиттерному сопротивлению r_e , где

$$r_e \approx \frac{25}{I_E} \text{ Ом} \quad [(6.5)]$$

(I_E — эмиттерный ток в миллиамперах).

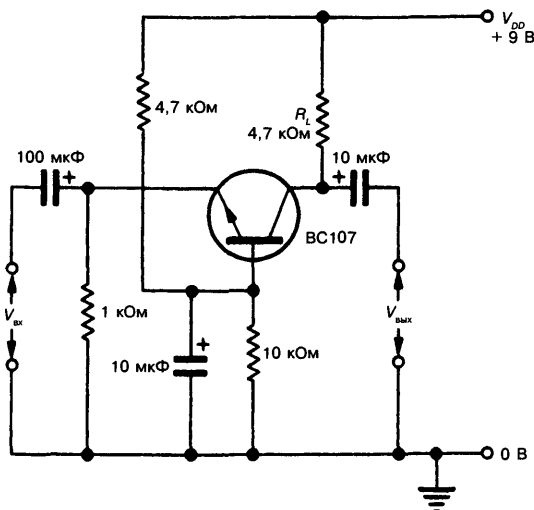


Рис. 7.12. Усилитель напряжения на транзисторе, включенном по схеме с общей базой.

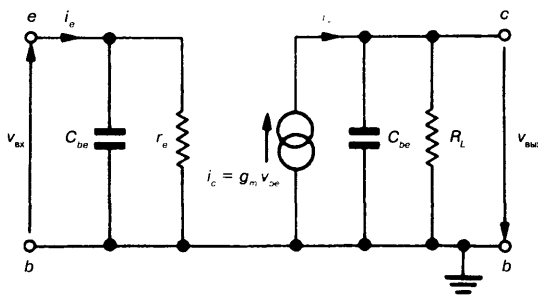


Рис. 7.13. Эквивалентная схема усилителя с транзистором, включенным по схеме с общей базой.

Во-вторых, емкость, шунтирующая входное сопротивление, — это только C_{be} , к которой не прибавляется никакая емкость обратной связи, увеличенная за счет эффекта Миллера. В-третьих, направление тока у генератора тока в выходной цепи противоположно тому, каким оно было в схеме с общим эмиттером. В результате входной и выходной сигналы оказываются фазе, в отличие от схемы с общим эмиттером, где их фазы различаются на 180° .

Практический эффект от низкоомного входного сопротивления и пренебрежимо малой емкости обратной связи, имеющих место в схеме с общей базой, состоит в том, что с ее помощью можно обеспечить реальное усиление вплоть до частот порядка частоты единичного усиления f_T транзистора, тогда как схема с общим эмиттером реально усиливает лишь до частот порядка $f_{h_{fe}}$ ($\approx f_T/h_{fe}$).

Хотя малое входное сопротивление схемы с общей базой может оказаться недостатком в тех или иных обстоятельствах, оно является подходящим по порядку величины, чтобы служить нагрузкой для антенны или фидера в диапазонах метровых и дециметровых волн (приблизительно 70 Ом). Поэтому схему с общей базой можно эффективно применить в качестве предусилителя слабых телевизионных сигналов. На рис. 7.14 приведена схема, которой можно воспользоваться в качестве предусилителя телевизионных сигналов в диапазоне дециметровых волн с усилением, по меньшей мере, 10 дБ.

Здесь применен кремниевый $n-p-n$ -транзистор типа BF180; он специально предназначен для этой цели; его частота единичного усиления f_T приближается к 700 МГц. Эта схема, по существу, подобна схеме на рис. 7.13, за исключением того, что роль коллекторной нагрузки играет резонансный контур. Так обычно поступают на практике при усилении в области высоких частот, поскольку большое сопротивление контура при резонансе обеспечивает большое эффективное значение R_L и, следовательно, относительно большой коэффициент усиления. Другое достоинство такой нагрузки заключается в том, что емкость коллектор—база и другие паразитные емкости выходной цепи не приводят к уменьшению усиления, а просто служат одной из составляющих подстраиваемой емкости.

Поскольку речь идет об усилении на высоких частотах (в области 400—800 МГц), индуктивность равна всего лишь 3 см (3×10^{-9} Гн. — *Примеч. перев.*) и представляет собой изогнутый полукругом отрезок провода типоразмера 18—20 SWG. Добротность Q выходной цепи мала, и поэтому

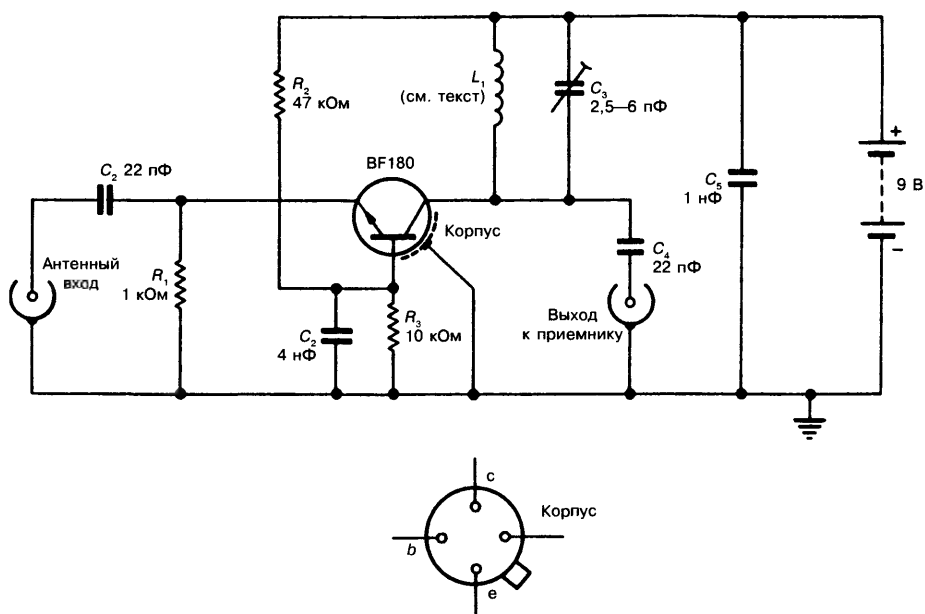


Рис. 7.14. Антенный предусилитель телевизионных сигналов дециметрового диапазона.

настройка является нерезкой; емкость подстроечного конденсатора C_3 следует установить такой, чтобы сигналы всех местных телевизионных каналов принимались с примерно одинаковым усилением.

Чтобы избежать нежелательной обратной связи между выходом и входом, которая может приводить к неустойчивости (к нежелательному возбуждению), рекомендуется установить металлический экран между входной и выходной секциями и заключить всю схему в металлическую коробку. В идеальном случае экран следует разместить так, чтобы он проходил вблизи металлического корпуса транзистора и экранировал эмиттерный вывод от коллекторного. В качестве развязывающих конденсаторов емкостью 1 нФ полезно воспользоваться так называемыми «проходными» конденсаторами, которые осуществляют развязку в месте прохождения соответствующего проводника сквозь металлический экран; такие конденсаторы крепятся на экране. Этим гарантируется, что развязка будет происходить точно в том месте, где нужно, и нет никакой возможности для нежелательных сигналов создать наводку на этом проводнике.

Конструкция катушки индуктивности в этой схеме лишний раз подчеркивает тот факт, что на частотах в несколько сот мегагерц даже короткий отрезок провода может вести себя как заметное реактивное сопротивление. Не приходится и говорить о том, что все соединения следует делать настолько короткими, насколько это возможно.

7.5.3. Схема с общим затвором

Как и следовало ожидать, в схеме на полевом транзисторе с общим затвором емкость между стоком и затвором не создает обратной связи, и, следовательно, точно так же, как в схеме с общей базой, эффект Миллера отсут-

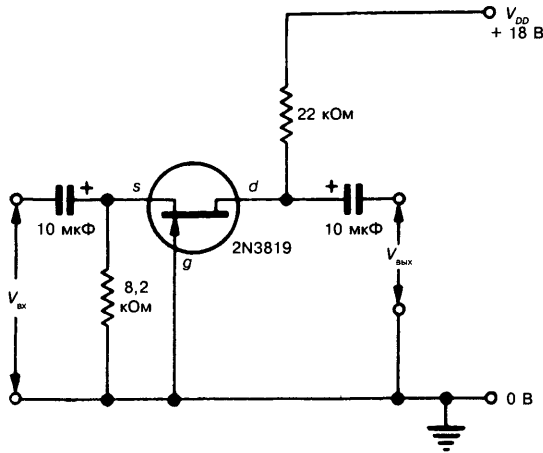


Рис. 7.15. Схема с общим затвором.

ствует. На рис. 7.15 показана практическая схема с общим затвором, которая представляет собой результат преобразования схемы с общим истоком, приведенной на рис. 2.7. С точки зрения переменного сигнала он подается на выход истокового повторителя, и поэтому входное сопротивление схемы равно $Z_{вх} = 1/g_m$; его типичное значение — 500 Ом. Таким образом, схема с общим затвором не обладает тем достоинством, с которым обычно связывают представление о полевых транзисторах, а именно большим входным сопротивлением. Этот факт в сочетании с плохим отношением сигнал/шум на высоких частотах приводит к тому, что схема с общим затвором в силу своих недостатков применяется редко.

7.5.4. Каскодная схема

Сейчас речь пойдет о другом действенном способе устранения емкостной обратной связи и эффекта Миллера, который можно реализовать как на биполярных, так и на полевых транзисторах. В случае полевых транзисторов один из них включается по обычной схеме с общим истоком, но вместо нагрузки и получения выходного сигнала непосредственно на стоке этого транзистора вводится другой полевой транзистор, причем этот второй транзистор включен по схеме с общим затвором. Этот принцип иллюстрируется рис. 7.16, где показана каскодная схема распространенного предусилителя для верхней половины FM-диапазона (Band II VHF, 88—108 МГц), обеспечивающего усиление примерно на 20 дБ. На нижнем полевом транзисторе T_1 реализована схема с общим истоком. В цепи стока этого транзистора нет большого сопротивления; вместо этого транзистор T_1 работает на исток транзистора T_2 , включенного по схеме с общим затвором, так что сопротивление нагрузки в цепи стока первого транзистора оказывается равным $1/g_m$.

В предположении, что оба полевых транзистора имеют одинаковую крутизну g_m , коэффициент усиления напряжения на транзисторе T_1 равен:

$$-g_m R_L \approx -g_m \frac{1}{g_m} = -1.$$

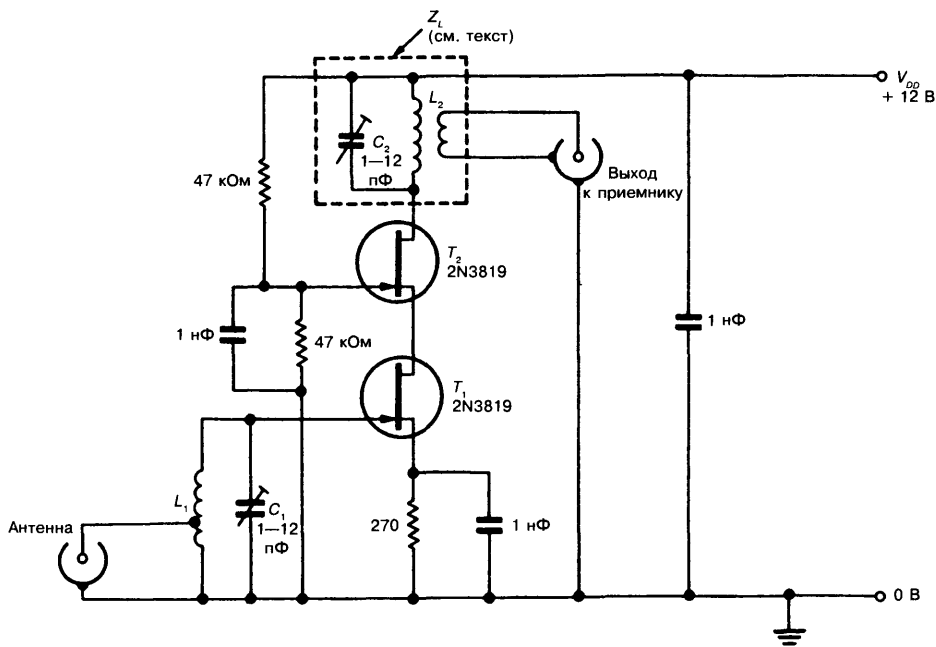


Рис. 7.16. Предусилитель для радиодиапазона коротких волн на полевых транзисторах с p - n -переходом в каскодном включении.

Благодаря этому единичному усилению напряжение сигнала на емкости сток—затвор транзистора T_1 пренебрежимо мало и эффект Миллера несуществен.

Оконечная нагрузка Z_L помещена в цепь стока транзистора T_2 и в данном случае представляет собой резонансный контур с большим сопротивлением на нужной частоте. Поскольку ток стока транзистора T_2 должен равняться току стока транзистора T_1 , на стоке транзистора T_2 возникает напряжение выходного сигнала, а коэффициент усиления напряжения всей схемы в целом оказывается, как обычно, равным $g_m Z_L$. Мы видим, таким образом, что роль верхнего транзистора T_2 в каскодной схеме сводится к тому, чтобы поддерживать напряжение на стоке нижнего транзистора T_1 постоянным и в то же время полностью передавать колебания его тока стока в нагрузку Z_L . Поэтому здесь и коэффициент усиления напряжения, и большое входное сопротивление обычной схемы с общим истоком достигаются без потерь на высоких частотах из-за емкости обратной связи в транзисторе T_1 , напряжение сигнала на которой пренебрежимо мало.

Точно так же, как и в случае схемы с общей базой, каскодную схему лучше всего снабдить экраном между транзисторами, чтобы избежать связи между входом и выходом. Для настройки усилителя на частоты верхней половины FM-диапазона катушку индуктивности L_1 следует изготовить из эмалированного медного провода типоразмера 18 SWG; при диаметре намотки 1 см число витков в ней должно быть равно шести. Чтобы избежать чрезмерного демпфирования катушки малым выходным сопротивлением антенны, следует сделать отвод для подключения антенны на расстоянии одного витка от заземленного конца. У катушки индуктивности L_2 в цепи

стока также шесть витков диаметром 1 см и имеется катушка связи, состоящая из одного витка внутри катушки L_2 вблизи ее конца, подключенного к шине питания. Настройка на требуемую станцию производится путем изменения емкостей подстроечных конденсаторов C_1 и C_2 . Благодаря большому входному сопротивлению транзистора T_1 добротность Q резонансного контура во входной цепи оказывается высокой; поэтому настройка с помощью C_1 является более острой. Контур $L_2 - C_2$ шунтируется сопротивлением стока r_d транзистора T_2 ; поэтому настройка этого контура значительно более тупая.

7.5.5. МОП-транзистор с двумя затворами

Нужно сделать лишь небольшой шаг, чтобы от каскодной схемы на рис. 7.16 перейти к двум полевым транзисторам в одном корпусе, то есть к конструкции с одним каналом и двумя затворами. Таковым является МОП-транзистор с двумя затворами, иногда применяемый для усиления на высоких частотах. Такой транзистор легко включить в схему, приведенную на рис. 7.16, так, как это показано на рис. 7.17. МОП-транзистор с двумя затворами представляет собой твердотельный эквивалент лампового тетрода (с экранной сеткой); затвор g_2 служит электростатическим экраном между стоком и затвором g_1 , приводя таким образом к значительному уменьшению емкости обратной связи до столь малой величины, как 0,02 пФ, по сравнению с 1 пФ для полевого транзистора, эквивалентного в этом смысле ламповому триоду.

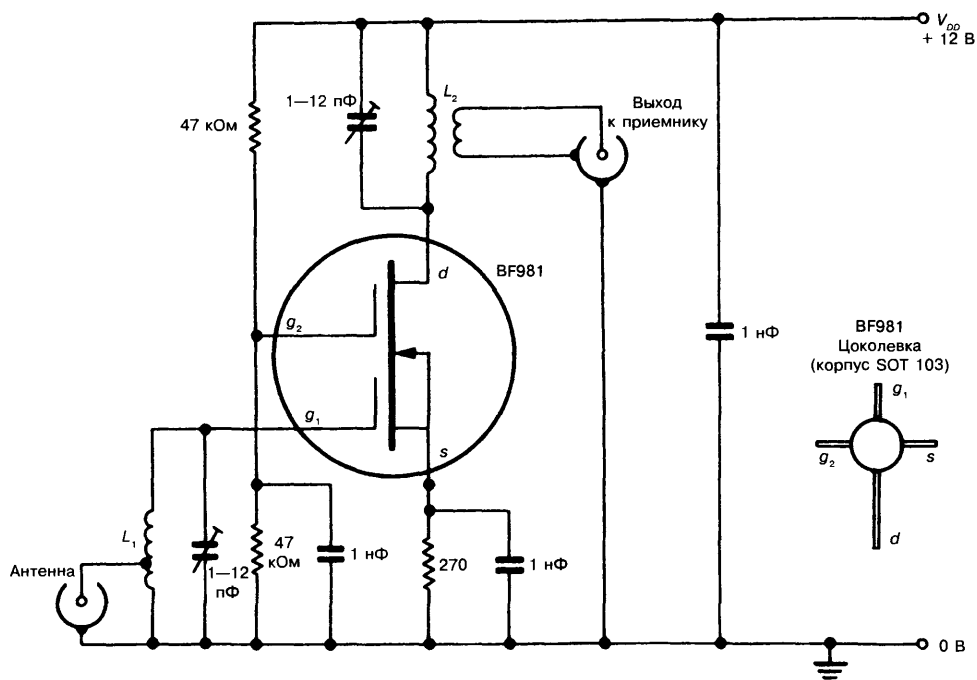


Рис. 7.17. Предусилитель для радиодиапазона VHF на n -канальном МОП-транзисторе с двумя затворами.

Детали, касающиеся катушек индуктивности в схеме на рис. 7.17, идентичны тем, какие были объяснены для схемы на рис. 7.16; замечания об экранировании справедливы для обеих схем, а также фактически для всех схем радиочастотного диапазона. Обычно такие схемы собираются на платах с печатным монтажом, у которых сигнальные дорожки размещены на одной стороне, а другая сторона, покрытая заземленной медной фольгой, образующей *заземляющую поверхность*, способствует экранированию.

7.6. Широкополосные высокочастотные усилители

Существуют приложения, в которых нельзя воспользоваться техникой резонансных цепей, чтобы поднять усиление и одновременно «поглотить» паразитную емкость. Распространенный пример — это усилитель вертикального отклонения в осциллографе, который в общем случае должен иметь плоскую частотную характеристику от постоянного тока до 100 МГц. Другим примером является видеоусилитель, через который проходят сигналы телевизионного изображения и который должен иметь ширину полосы 6 МГц. В такого рода приложениях необходимо в каждом каскаде включить в цепь коллектора или стока резистивную нагрузку, и при этом возникают проблемы, связанные с паразитной емкостью (рис. 7.18), причем это происходит даже в том случае, когда в полной мере применены упомянутые выше приемы, позволяющие избежать эффекта Миллера. Паразитная выходная емкость C_s в комбинации с R_L будет вызывать значительное ослабление сигнала за счет уменьшения эффективного сопротивления нагрузки (здесь уместно отметить, что емкость 10 пФ на частоте 10 МГц имеет реактивное сопротивление лишь 1600 Ом).

Один из способов получения плоской частотной характеристики на высоких частотах состоит просто в том, что используется нагрузка с малым сопротивлением, а именно с сопротивлением порядка 100 Ом вместо 10 кОм, но при этом в обмен на ширину полосы мы проиграем в усилении на низких частотах.

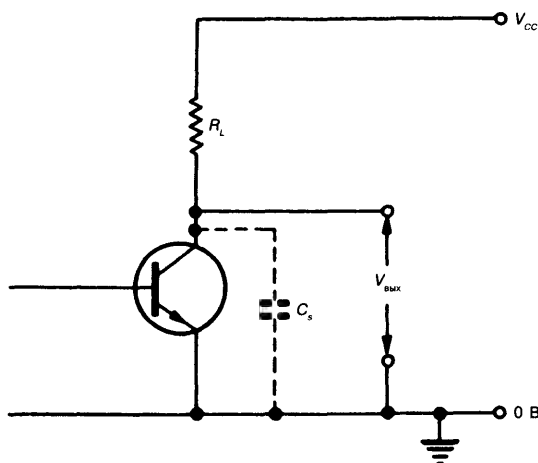


Рис. 7.18. Учет паразитной емкости на выходе широкополосного усилителя.

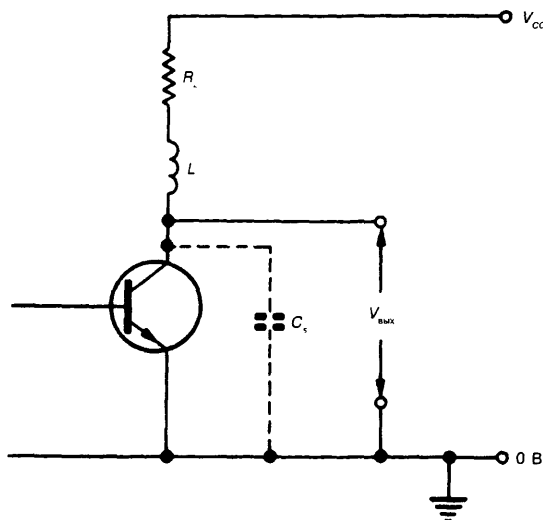


Рис. 7.19. Усилитель с индуктивностью параллельной коррекции, позволяющей расширить частотную характеристику в области высоких частот.

Альтернативой является включение последовательно с R_L небольшой индуктивности (рис. 7.19); в этом случае допускаются большие сопротивления нагрузки без чрезмерных потерь на высоких частотах. По мере увеличения частоты реактивное сопротивление емкости C_s падает, но это компенсируется ростом реактивного сопротивления индуктивности L , до тех пор пока эти два реактивных сопротивления не станут равными и наступит резонанс. В хорошо рассчитанной схеме этот резонанс, несмотря на сильное затухание за счет R_L , позволяет поддерживать усиление на высоких частотах вблизи границы полосы пропускания. Поскольку индуктивность оказывается включенной, по существу, параллельно паразитной емкости, этот прием называют *параллельной коррекцией* в области высоких частот.

Типичные частотные характеристики схемы с параллельной высокочастотной коррекцией и без нее показаны на рис. 7.20. Обычно подходящие значения L лежат в диапазоне от микрогенри до миллигенри в зависимо-

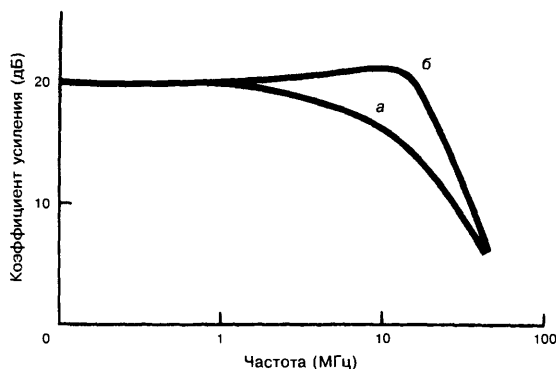


Рис. 7.20. Типичная частотная характеристика видеоусилителя:
а — без параллельной высокочастотной коррекции; б — с коррекцией.

сти от значения R_L , требуемой ширины полосы и величины паразитной емкости. Окончательный выбор значения L часто производят экспериментально.

7.7. Амплитудная и фазовая частотные характеристики фильтра нижних частот

На рис. 7.21 приведена основная схема, состоящая из сопротивления и емкости, которая, как мы видели, несет ответственность в усилителях за снижение усиления на высоких частотах. Поскольку нижние частоты проходят, а верхние частоты ослабляются, такое устройство называют фильтром *нижних частот*. Так как схема содержит лишь одну RC -цепь, она называется фильтром *нижних частот первого порядка*. Коэффициент «усиления» напряжения в этой схеме (коэффициент передачи. — *Примеч. перев.*), конечно, меньше единицы и равен

$$A = \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = \frac{1/j\omega C}{(1/j\omega C) + R} = \frac{1}{1 + j\omega CR}, \quad (7.6)$$

где $1/j\omega C$ — это реактивное сопротивление емкости C , $\omega = 2\pi f$, а f — частота.

Сравнивая входной и выходной сигналы по величине и не учитывая сдвиг фаз, получим, что коэффициент передачи по модулю равен

$$|A| = \left| \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}. \quad (7.7)$$

При $\omega^2 C^2 R^2 = 1$ имеем:

$$V_{\text{ВЫХ}} = \frac{|V_{\text{ВХ}}|}{\sqrt{2}};$$

это частота половинной мощности или точка с коэффициентом передачи — 3 дБ. Пусть частота половинной мощности равна f_1 , тогда

$$4\pi^2 f_1^2 C^2 R^2 = 1$$

и

$$CR = \frac{1}{2\pi f_1}. \quad (7.8)$$

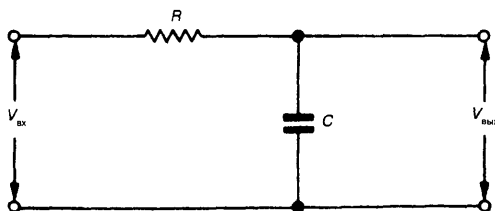


Рис. 7.21. Одиночный RC -фильтр нижних частот.

Подставляя это значение CR в исходное соотношение, получаем:

$$A = \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + j(2\pi f / 2\pi f_1)} = \frac{1}{1 + j(f/f_1)}. \quad (7.9)$$

Отсюда следует, что амплитудно-частотная характеристика имеет вид:

$$|A| = \left| \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f^2/f_1^2)}}. \quad (7.10)$$

Именно последнее выражение и придает графику частотной характеристики усилителя его привычную форму: горизонтальная часть, за которой следует монотонное снижение. Если $f \ll f_1$, то $A \approx 1$. Если $f \gg f_1$, то коэффициент передачи обратно пропорционален частоте: $A \approx f_1/f$. Поэтому каждый раз, как частота удваивается (увеличивается на октаву), коэффициент передачи напряжения уменьшается вдвое (падает на 6 дБ). Когда частота увеличивается в 10 раз, коэффициент передачи падает на 20 дБ. Таким образом, мы установили, что график частотной характеристики данной RC -цепи первого порядка на высоких частотах асимптотически является прямой (в логарифмическом масштабе. — *Примеч. перев.*) с наклоном -6 дБ/октаву или -20 дБ/декаду. В этом случае говорят, что частотная характеристика имеет спад первого порядка; такая характеристика показана на рис. 7.22. Частота половинной мощности f_1 приходится на точку пересечения асимптоты с наклоном -6 дБ/октаву и горизонтальной прямой на уровне 0 дБ; кроме того, мы знаем, что на частоте f_1 коэффициент передачи равен -3 дБ, и это дает нам возможность провести кривую на графике.

В разд. 4.6 в главе об отрицательной обратной связи было указано, что для того, чтобы обратная связь оставалась отрицательной во всем диапазоне частот, сдвиг фаз не должен приближаться к 180° . Вот почему полезно посмотреть, каким образом фаза сигнала на выходе усилителя меняется с частотой, и установить связь между изменениями амплитуды и фазы.

Мы можем вернуться теперь к выражению (7.9)

$$A = \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + j(f/f_1)}$$

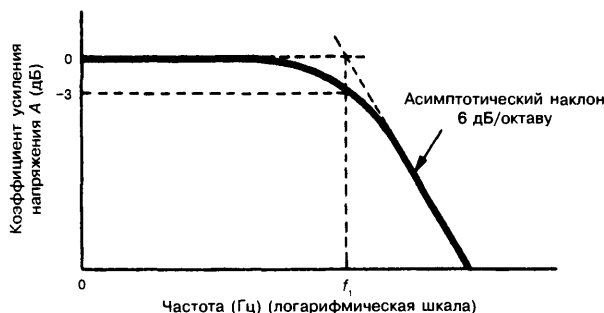


Рис. 7.22. Частотная характеристика фильтра нижних частот первого порядка.

и найти сдвиг фаз между входным и выходным сигналами на разных частотах, имея в виду, что фазовый угол ϕ можно вычислить по правилу:

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{\text{мнимая часть } A}{\text{действительная часть } A}.$$

Соотношение (7.9) можно переписать так

$$A = \frac{1 - j(f/f_1)}{1 + (f^2/f_1^2)}. \quad (7.11)$$

На нижних частотах $f \ll f_1$ и мнимый член исчезает, давая нулевой сдвиг по фазе. При $f = f_1$ действительная и мнимая части равны и имеет место запаздывание по фазе на $\phi = 45^\circ$ ($\operatorname{tg} \phi = 1$).

Умножая числитель и знаменатель в (7.9) на $-jf_1/f$, совсем легко найти фазочастотную характеристику на более высоких частотах:

$$A = -j \frac{f_1}{f} \left(\frac{1}{1 - j(f_1/f)} \right). \quad (7.12)$$

При $f \gg f_1$ имеем: $[1 - j(f_1/f)] \approx 1$; поэтому

$$A \approx -j \frac{f_1}{f}. \quad (7.13)$$

Действительный член исчезает, откуда следует, что $\operatorname{tg} \phi \rightarrow -\infty$ и $\phi \approx -90^\circ$.

Используя эти результаты, мы можем построить фазовую характеристику фильтра нижних частот первого порядка (рис. 7.23). Два графика, приведенные на рис. 7.22 и 7.23, вместе составляют очень полезное описание амплитудных и фазовых свойств схемы на различных частотах; поэтому их часто изображают в паре и называют *диаграммой Боде*.

Иногда эти две зависимости объединяют, строя график в полярных координатах; такой график, называемый *диаграммой Найквиста*, часто используют при расчете следящих систем и в других приложениях с обратной связью. На рис. 7.24 показана диаграмма Найквиста, соответствующая диаграмме Боде, приведенной на рис. 7.22 и 7.23. В полярных координатах коэффициент передачи можно наглядно изобразить в виде вектора, идущего из начала координат, длина которого равна величине коэффициента пе-



Рис. 7.23. Фазочастотная характеристика фильтра нижних частот первого порядка.

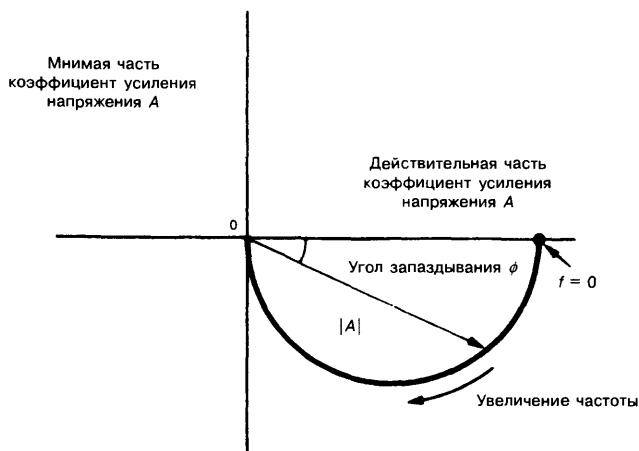


Рис. 7.24. Диаграмма Найквиста, соответствующая диаграмме Боде, представленной на рис. 7.22 и 7.23.

редачи, а угол между вектором и горизонтальной осью — это реальное запаздывание по фазе в данной системе. Диаграмма Найквиста представляет собой траекторию, по которой движется конец такого вектора по мере того, как частота растет от нуля до бесконечности. При анализе систем с обратной связью длина вектора равна $|\beta A_0|$, как это показано на рис. 7.25. Здесь диаграмма изображена задом наперед по сравнению с графиком на рис. 7.24, так как для отрицательной обратной связи необходимо, чтобы в β или в A_0 происходил переворот фазы.

Когда кривая на рис. 7.25 попадает в первый или четвертый квадранты, это указывает на то, что обратная связь на некоторых частотах становится положительной, и если кривая охватывает отмеченную на рисунке точку (1, 0), то в схеме возникнут колебания, так как при положительной обратной связи коэффициент усиления в петле обратной связи будет больше единицы.

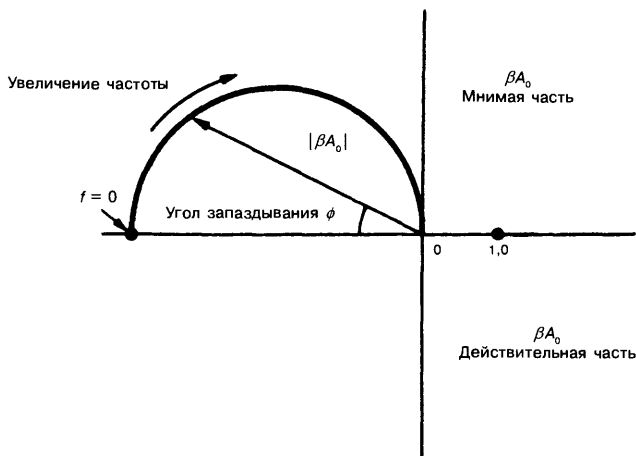


Рис. 7.25. Диаграмма Найквиста, используемая при анализе систем с отрицательной обратной связью. Усилитель с обратной связью неустойчив, если кривая охватывает точку (1, 0).

Как видно из рис. 7.25, система первого порядка является идеальной с точки зрения устойчивости, поскольку в ней не может происходить сдвиг по фазе больше чем на 90° .

Диаграммы Найквиста и Боде могут быть чрезвычайно ценными при поиске слабых мест в системе с обратной связью, однако в электронике, безусловно, самой употребительной является простая частотная характеристика, показанная на рис. 7.22. Эту характеристику легче всего построить, поскольку для измерений требуются только генератор и милливольтметр, но на самом деле в случае простых *минимально-фазовых* цепей эта характеристика неявно содержит также информацию о фазе.

Как мы видели, в системе первого порядка на высоких частотах имеет место спад со скоростью 6 дБ/октаву и максимальный сдвиг по фазе равен 90° . Из этого можно заключить, что в большинстве схем, у которых спад частотной характеристики не круче чем 6 дБ/октаву, фазовый сдвиг не будет превосходить 90° . Если система включает в себя две цепи первого порядка, то ее частотная характеристика имеет спад второго порядка, равный 12 дБ/октаву, а максимальный сдвиг по фазе будет равен 180° , хотя такого значения фаза будет достигать вблизи нулевого коэффициента усиления. Подобно этому система третьего порядка имеет спад 18 дБ/октаву и максимальный фазовый сдвиг 270° . Эта последняя система почти наверняка будет неустойчивой, если ее охватить отрицательной обратной связью.

Таким образом, по скорости убывания амплитудно-частотной характеристики на высоких частотах мы можем оценить максимальный фазовый сдвиг в системе, а значит, и сделать вывод об ее устойчивости. На рис. 7.26 показана частотная характеристика типичного многокаскадного интегрального усилителя, которую — в области высоких частот — можно разбить на три участка с различной скоростью спада. То место, где наклон кривой изменяется, называют *точкой излома*; из графика видно, что в данном случае имеется три такие точки: f_1, f_2, f_3 . Заметьте, что коэффициент усиления все еще остается больше единицы (больше 0 дБ) на участке с наклоном 12 дБ/октаву и на части участка с наклоном 18 дБ/октаву, указывая на то, что при наличии отрицательной обратной связи могут возникнуть высо-

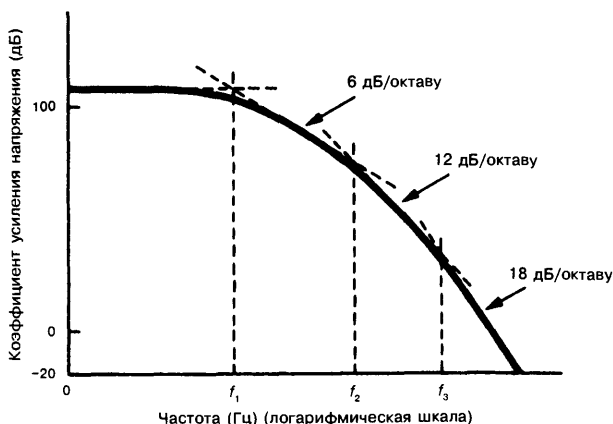


Рис. 7.26. Типичная частотная характеристика многокаскадного усилителя с точками излома на частотах f_1, f_2, f_3 в области высоких частот.

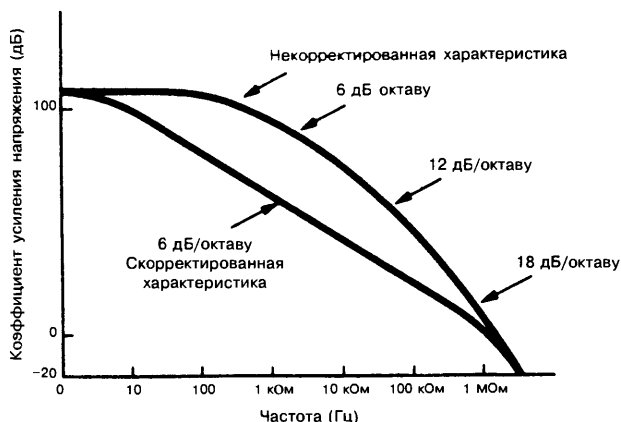


Рис. 7.27. Типичный результат коррекции запаздывания в усилителе.

кочастотные колебания. Решение этой проблемы заключается в том, чтобы с помощью внешних корректирующих цепей уменьшить наклон частотной характеристики. Это может оказаться довольно сложным делом, если стремиться сохранить максимальную ширину полосы; в этом случае придется каждым из участков частотной характеристики заниматься отдельно, создавая соответствующее опережение по фазе, чтобы компенсировать чрезмерное запаздывание. Однако самый общий метод заключается в использовании одного конденсатора, включаемого в схему в нужном месте так, чтобы подавить собственные свойства усилителя на высоких частотах и сделать преобладающим запаздывание по фазе первого порядка с безопасной скоростью спада амплитудно-частотной характеристики 6 дБ/октаву. На рис. 7.27 показано, что в результате такого действия спад первого порядка простирается вправо вплоть до точки единичного усиления. С практическими примерами коррекции мы встретимся в разд. 11.11.

ГЛАВА 8

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ СИГНАЛЫ, ПОСТОЯННЫЙ ТОК И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

8.1. Введение

До сих пор мы рассматривали усилители с разделительными конденсаторами в качестве существенных компонентов, которые пропускают переменные сигналы, но сквозь них не проходят установившиеся постоянные напряжения на входе и на выходе каждого каскада. Это необходимо, чтобы ни один из каскадов не нарушал работу соседних каскадов.

На рис. 8.1 приведен двухкаскадный усилитель с разделительными конденсаторами и указаны постоянные напряжения в режиме покоя. Мы видим, что конденсатор C_1 изолирует коллектор транзистора T_1 (на котором для правильной работы нужно иметь 4,5 В) от базы транзистора T_2 , которая всего лишь на 0,6 В положительнее заземленного эмиттера, как это бывает на смещенном в прямом направлении p - n -переходе. Если бы конденсатор C_2 был опущен и было осуществлено непосредственное соединение между каскадами, то результат был бы самым плачевным: потенциал коллектора T_1 удерживался бы на уровне всего лишь 0,6 В относительно земли, а базовым током T_2 был бы ток, протекающий по коллекторной нагрузке T_1 и равный 2 мА, следствием чего стало бы постоянное пребывание T_2 в режиме насыщения. Это была бы неудачная конструкция!

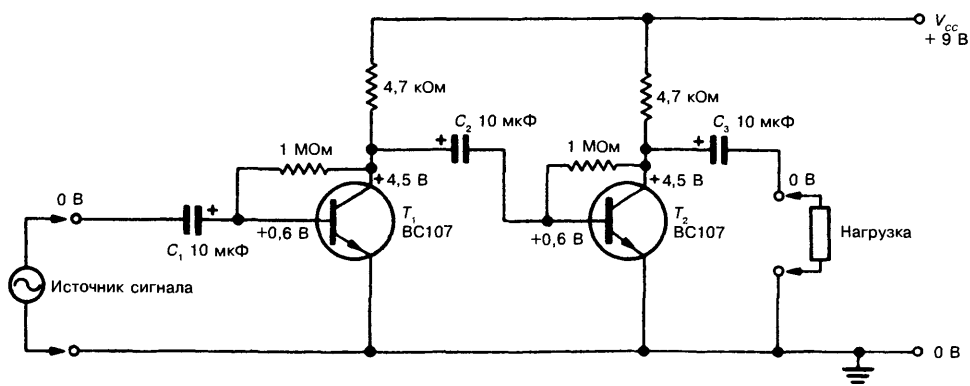


Рис. 8.1. Схема двухкаскадного усилителя с разделительными конденсаторами, на которой указаны типичные значения постоянных напряжений в режиме покоя.

Однако в схеме специального усилителя постоянного тока можно обойтись и без разделительных конденсаторов. Этот принцип используется фактически во всей современной схемотехнике. На это есть две основные причины. Первая из них весьма прозаична: в интегральной микросхеме нельзя изготовить конденсаторы емкостью больше нескольких десятков пикофарад. Вторая причина заключается в том, что разделительный конденсатор неизбежно приводит к ослаблению и сдвигу фазы на низких частотах: в конце концов, нет четкого различия между переменными сигналами низкой частоты и медленными изменениями постоянного напряжения, и поэтому невозможно обеспечить изоляцию по постоянному току, не повлияв на прохождение низкочастотных колебаний.

Часто сигналами, которые фактически необходимо усилить, являются постоянные напряжения, например при усилении сигнала термопары или в следящих системах автоматического регулирования, в которых напряжение сигнала может меняться так медленно, что его следует считать постоянным.

8.2. Ослабление на низких частотах

На рис. 8.2 показана подача сигнала на резистивную нагрузку через разделительный конденсатор. На высоких частотах реактивное сопротивление конденсатора пренебрежимо мало и может быть таким же, как у отрезка проводника. Однако на низких частотах картина меняется, и в результате происходит как ослабление, так и сдвиг по фазе; поэтому такая цепь называется *фильтром частот*. Следующие вычисления показывают, к чему сводится действие последовательно включенного конденсатора. Согласно схеме на рис. 8.2, коэффициент передачи

$$A = \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = \frac{R}{R + (1/j\omega CR)} = \frac{1}{1 + (1/j\omega CR)}, \quad (8.1)$$

поэтому величина коэффициента передачи равна

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega^2 C^2 R^2)}}, \quad (8.2)$$

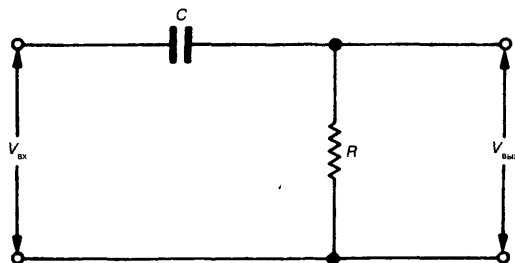


Рис. 8.2. Фильтр верхних частот первого порядка.

и $|A|$ падает на 3 дБ (в $\sqrt{2}$ раз) на частоте f_1 , на которой

$$\frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C^2 R^2} = 1,$$

то есть

$$CR = 1/2\pi f_1.$$

Подставляя это значение CR в (8.1), имеем:

$$A = \frac{1}{1 - j(f_1 / f)}, \quad (8.3)$$

поэтому

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1^2 / f^2)}}. \quad (8.4)$$

Теперь если $f \gg f_1$, то

$$|A| \approx 1,$$

и если $f \ll f_1$, то

$$|A| \approx \frac{f}{f_1};$$

в последнем случае $|A|$ падает наполовину, когда f уменьшается вдвое. Таким образом, происходит спад со скоростью 6 дБ/октаву, как уже это было в случае высоких частот (разд. 7.7).

Если $f \ll f_1$, то в комплексной форме коэффициент передачи имеет вид:

$$|A| \approx j \frac{f}{f_1}.$$

Если ϕ — фазовый угол между $v_{\text{вых}}$ и $v_{\text{вх}}$, то

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{\text{мнимая часть } A}{\text{действительная часть } A} \approx \frac{f/f_1}{0} \approx \infty (f \ll f_1).$$

Таким образом, $\phi = 90^\circ$, то есть $v_{\text{вых}}$ опережает $v_{\text{вх}}$ на 90° .

В точке -3 дБ, то есть на частоте $f = f_1$, имеем: $\operatorname{tg} \phi = 1$, и $v_{\text{вых}}$ опережает $v_{\text{вх}}$ на 45° .

Теперь мы можем изобразить амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики этого фильтра верхних частот первого порядка в виде диаграммы Боде (рис. 8.3).

Если петля отрицательной обратной связи включает фильтр верхних частот, то фазовый сдвиг на низких частотах может вызывать неустойчивость точно так же, как сдвиг фаз на высоких частотах, но в данном случае этой проблемы можно избежать. Хотя у всех усилителей коэффициент усиления на высоких частотах неизбежно падает, сопровождаемый соответствующим сдвигом фаз, можно так построить усилитель, чтобы его частот-

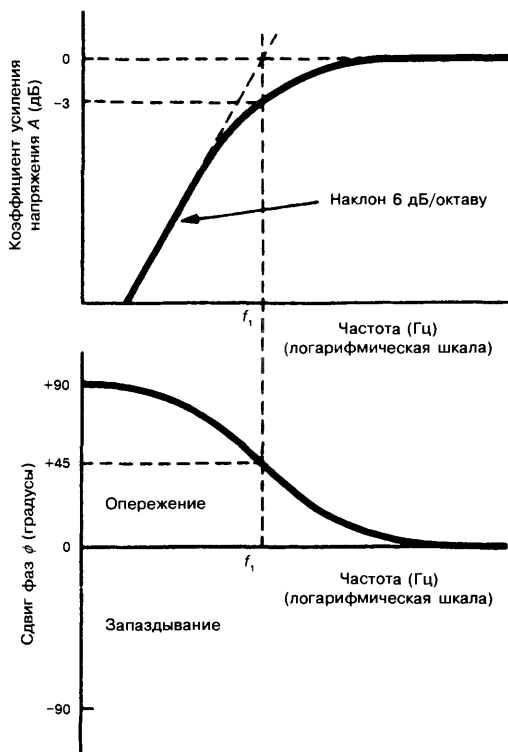


Рис. 8.3. Диаграмма Бode (амплитудно- и фазочастотная характеристики) для фильтра верхних частот первого порядка.

ная характеристика оставалась ровной при уменьшении частоты до нуля (до постоянного тока); такая характеристика обычна практически для всех интегральных усилителей. В схемах такого рода полностью отсутствуют RC -цепи указанного на рис. 8.2 вида, и такие усилители называются усилителями постоянного тока, хотя обычно с их помощью так же хорошо усиливаются переменные сигналы и лишь, как всегда, имеет место спад на высоких частотах. Термин «по постоянному току» (direct current, d.c.) можно, по существу, интерпретировать как «с непосредственной связью» (direct-coupled), имея в виду отсутствие разделительных конденсаторов.

8.3. Особенности усилителей постоянного тока

8.3.1. Схема усилителя

Узким местом в усилителях без разделительных конденсаторов являются допустимые значения напряжений в схеме. В частности, весьма желательно, чтобы в отсутствие сигнала потенциал как на входе, так и на выходе был равен потенциалу земли. Это означает, конечно, что выходное напряжение в режиме покоя больше не может равняться половине напряжения питания (V_{CC}) относительно земли (0 В). Может показаться, что в связи с этим ограничением возникает проблема, ведь до сих пор мы предполагали,

что начальное значение выходного напряжения должно равняться $V_{CC}/2$, чтобы были возможны отклонения сигнала как в положительную, так и в отрицательную сторону. Применительно к усилителям постоянного тока эта проблема решается путем применения двух симметричных источников питания: положительного и отрицательного (в этом случае говорят, что схема работает с *раздельными* источниками питания).

Простой двухтранзисторный усилитель постоянного тока показан на рис. 8.4. Он является модификацией усилителя переменного напряжения, приведенного на рис. 1.20, но здесь применены два источника питания и комплементарные транзисторы ($n-p-n$ - и $p-n-p$ -). С помощью делителя напряжения, состоящего из резисторов R_4 , R_5 и R_3 , потенциал эмиттера T_1 поддерживается слегка отрицательным по отношению к земле ($-0,6$ В). Таким образом, T_1 оказывается открытым, если его база привязана к земле входным резистором R_1 .

Что касается выхода, то, с одной стороны, мы знаем, что коллектор $n-p-n$ -транзистора должен быть положительным по отношению к базе, а с другой стороны, в усилителе постоянного тока нам необходимо, чтобы потенциал коллектора был равен потенциалу земли; только тогда нулевой входной сигнал будет давать нулевой сигнал на выходе. Этот парадокс разрешается с помощью $p-n-p$ -транзистора T_2 , который введен для того, чтобы сдвинуть выходное напряжение в режиме покоя обратно к нулю, осуществляя в то же самое время дополнительное усиление.

На T_2 реализована простая схема стабилизированного по постоянному току каскада усилителя, работающая от двух источников питания $+9$ В и -9 В, в которой потенциал базы транзистора задается не делителем напряжения, а коллектором транзистора T_2 . Начальные условия оптимальны, когда потенциал коллектора T_2 в режиме покоя равен потенциалу зем-

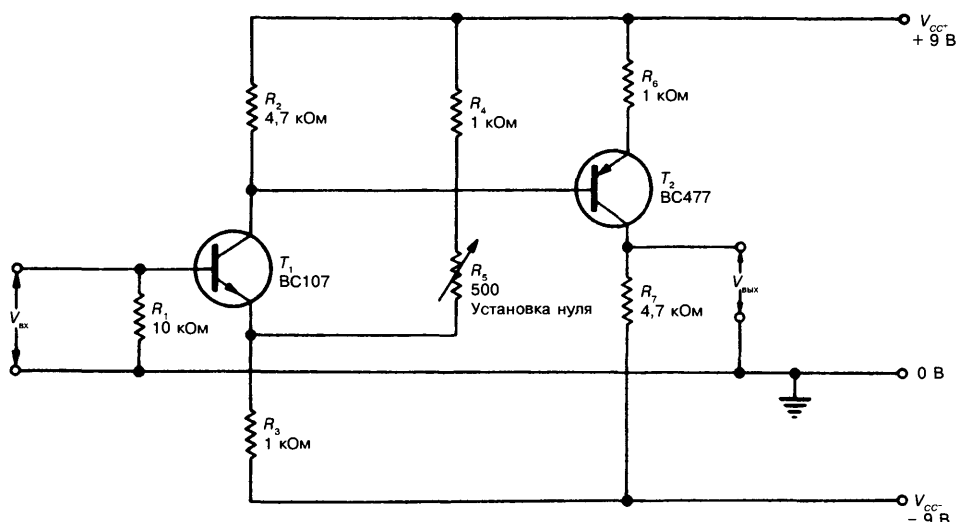


Рис. 8.4. Простой усилитель постоянного тока, иллюстрирующий использование двух источников питания.

ли (0 В), в результате чего нулевой сигнал на входе T_1 дает нулевое напряжение на выходе. Если нулевой сигнал на входе не приводит к нулевому постоянному напряжению на выходе, то говорят, что у этого усилителя есть *напряжение смещения*; назначение переменного резистора R_5 состоит в том, чтобы с его помощью производить *установку нулевого смещения* для получения нуля на выходе при подаче нуля на вход, что, до некоторой степени, подобно установке нуля на аналоговом вольтметре, когда с помощью регулировочного винта стрелка устанавливается на начало шкалы в отсутствие сигнала.

Идя назад по схеме усилителя со стороны его выхода, видим, что требование нулевого потенциала коллектора T_2 подразумевает падение на резисторе R_7 напряжения, точно равного 9 В. Следовательно, коллекторный ток транзистора T_2 должен равняться (9/4700) А или 1,9 мА. Эмиттерный ток величиной 1,9 мА дает падение напряжения 1,9 В на 1-килоомном резисторе R_6 в цепи эмиттера, так что потенциал эмиттера T_2 будет иметь значение (9 – 1,9) В, то есть 7,1 В. Выполнение этих условий обеспечивается только тогда, когда потенциал базы транзистора T_2 , являющегося *p-n-p*-транзистором, на 0,6 В отрицательнее потенциала его эмиттера, то есть равен (7,1 – 0,6) В или 6,5 В. Это подходящее напряжение рабочей точки для коллектора T_1 , так что два каскада усилителя можно соединить непосредственно. Теперь мы знаем, что в результате задания с помощью R_5 нулевого смещения режим покоя транзистора T_1 автоматически устанавливается нужным. Это как раз одна из многих схем, для которых возможность применения комплементарных транзисторов является особенно ценной.

Легко рассчитать коэффициент усиления напряжения в схеме на рис. 8.4, так как в обоих каскадах транзисторы включены по схеме с общим эмиттером, без блокировочных конденсаторов в эмиттерах, применение которых в усилителе постоянного тока является, конечно, бессмысленным. Коэффициент усиления каждого каскада равен примерно отношению коллекторной нагрузки к сопротивлению в цепи эмиттера (см. разд. 4.7). Фактическим сопротивлением в эмиттере транзистора T_1 является параллельное соединение резистора R_3 и включенных последовательно R_4 и R_5 , так что ее результирующее значение равно приблизительно 550 Ом.

Таким образом, коэффициент усиления напряжения первого каскада примерно равен

$$\frac{4,7}{0,550} \approx 8,5;$$

коэффициент усиления напряжения второго каскада примерно равен

$$\frac{R_7}{R_6} \approx \frac{4,7}{1} \approx 4,7.$$

Следовательно, полный коэффициент усиления напряжения двух каскадов примерно равен

$$8,5 \times 4,7 \approx 40.$$

8.3.2. Входной ток смещения

При работе с этим усилителем оказывается, что требуемое положение регулятора нулевого смещения R_5 зависит от сопротивления источника, подключенного ко входу. Если первоначальная установка R_5 была произведена в режиме холостого хода на входе (то есть только с 10-килоомным резистором R_1 во входной цепи), а затем была подключена термопара с пренебрежимо малым сопротивлением, то потребуются устанавливать R_5 заново.

Причина этого заключается в том, что входная цепь является базовой цепью транзистора T_1 и по ней течет обычный базовый ток (с типичным значением 5 мкА). От протекания 5 мкА по сопротивлению 10 кОм на нем падает напряжение 50 мВ, и оно играет роль входного напряжения смещения, когда во входной цепи имеются только эти 10 кОм. Смещение исчезает, когда вход шунтируется накоротко или когда ко входу подключается источник с малым сопротивлением. Входной ток смещения и напряжение смещения еще будут рассматриваться позднее, когда в гл. 11 мы встретимся с интегральными усилителями.

8.3.3. Дрейф

Одно из затруднений, возникающих при работе с усилителями с непосредственной связью, состоит в том, что изменения режима схемы по постоянному току неотличимы от усиления сигнала. Такие изменения обычно происходят из-за колебаний температуры. Если, например, в схеме на рис. 8.4 температура возросла, то разность потенциалов на переходах база—эмиттер уменьшится, и это приведет к небольшому увеличению коллекторного тока в обоих транзисторах. Результирующее изменение напряжения смещения называют дрейфом. Обычно самым чувствительным является входной каскад, поскольку то, что в нем происходит, усиливается в наибольшей степени.

Дрейф в схеме на рис. 8.4 можно наблюдать, подключив к выходу чувствительный вольтметр постоянного тока или осциллограф, у которого усилитель вертикального канала переключен на режим работы по постоянному току. Не подавая никакого сигнала на вход, установите с помощью R_5 нулевое напряжение на выходе, а затем возьмитесь пальцами за транзистор T_1 и погрейте его. Вы увидите постепенный дрейф выходного напряжения; обратите внимание на то, в каком направлении изменяется выходное напряжение, и проверьте, согласуется ли оно с приведенным выше объяснением.

Поскольку обычно температура электронных схем не поддерживается постоянной, у усилителя постоянного тока непременно проявляется некоторый дрейф. Однако путем принятия соответствующих мер дрейф в схеме можно удержать на пренебрежимо низком уровне. Дрейф выходного напряжения зависит как от внутреннего дрейфа усилителя, так и от его коэффициента усиления. Чтобы выразить дрейф независимо от коэффициента усиления, в перечне параметров усилителя обычно бывает указан дрейф, «отнесенный ко входу», в микровольтах на градус; это величина, равная изменению напряжения входного сигнала, которое потребовалось бы, чтобы создать такое же изменение выходного напряжения, какое происходит

из-за дрейфа. Например, в случае, когда коэффициент усиления равен 100, а выходное напряжение отклоняется из-за дрейфа на 0,2 В при увеличении температуры на 25 °С, отнесенный ко входу дрейф равен

$$\frac{0,2}{100 \times 25} \text{ В/}^\circ\text{С} = 80 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}.$$

8.4. Дифференциальный усилитель

8.4.1. Основная схема

Самый прямой путь ослабления дрейфа состоит в применении так или иначе сбалансированного усилителя, когда изменения напряжений в одной части схемы уравниваются равными по величине и противоположными по знаку изменениями напряжений в другой части схемы. Эти условия легче всего выполнить в дифференциальном (разностном) усилителе. В самом названии указывается, что выходное напряжение усилителя является *разностью* напряжений в двух частях схемы, так что в случае, когда дрейф в обеих частях одинаков, результирующий дрейф выходного напряжения отсутствует. Дифференциальный усилитель показан на рис. 8.5; эту схему называют также схемой с общим резистором в цепи эмиттеров (дословно: *парой с длинным хвостом*. — Примеч. перев.), сопротивление которого — в данном случае R_3 — сравнительно велико.

У симметричной схемы дифференциального усилителя имеются два входа: вход (1) и вход (2). Обычно используется только один выход, сигнал с которого, как правило, поступает в дальнейшем на усилитель постоянного тока. В этом усилителе понадобятся те или иные схемы, осуществляющие сдвиг

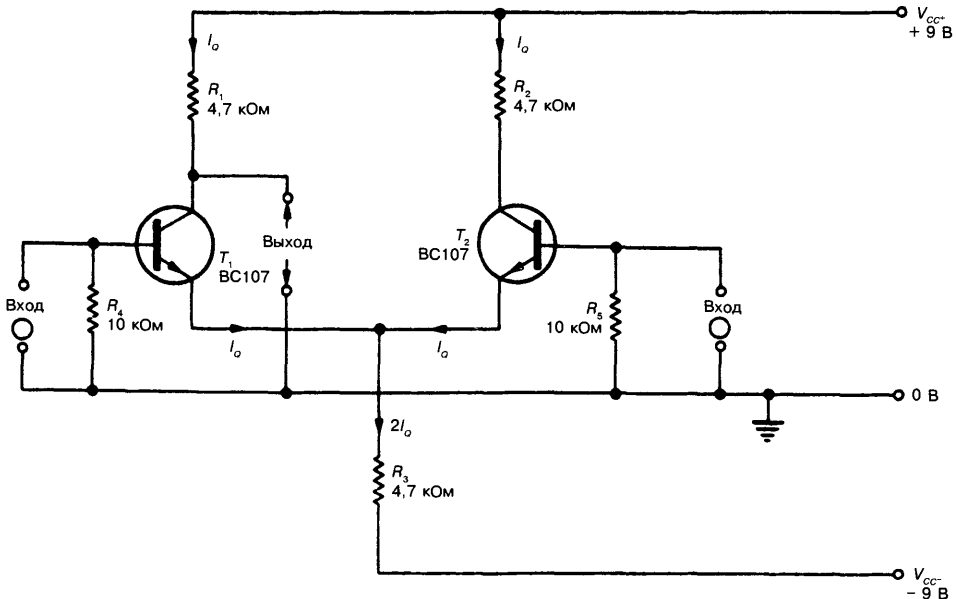


Рис. 8.5. Основная схема дифференциального усилителя.

уровня типа схемы на $p-n-p$ -транзисторе на рис. 8.4, так как напряжение покоя на коллекторе T_1 составляет примерно 4,5 В относительно земли. Чтобы понять, почему это так, нам следует считать транзисторы идентичными и коллекторный ток покоя в каждом из них равным I_Q .

В этом случае ток эмиттера каждого транзистора $\approx I_Q$, а ток в общем эмиттерном резисторе R_3 примерно равен $2I_Q$.

Поскольку база каждого транзистора соединена с землей (через резисторы R_4 и R_5), то из этого следует, согласно принципу действия эмиттерного повторителя, что потенциал эмиттеров также примерно равен потенциалу земли (в действительности, конечно, на 0,6 В ниже потенциала земли).

Следовательно, напряжение, падающее на R_3 , примерно равно V_{CC} и поэтому ток в R_3

$$(\approx 2I_Q) \approx \frac{V_{CC}}{R_3},$$

а значит,

$$I_Q \approx \frac{V_{CC}}{2 \times 4,7} \text{ мА}$$

(при $R_3 = 4,7 \text{ кОм}$).

Наконец, напряжение на коллекторе каждого из транзисторов в режиме покоя равно

$$V_{CC} - 4,7 \times I_Q = V_{CC} - \frac{V_{CC} \times 4,7}{2 \times 4,7} = \frac{V_{CC}}{2}$$

(при $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ кОм}$).

Таким образом, возможны отклонения выходного напряжения как в положительную, так и в отрицательную сторону.

8.4.2. Коэффициент усиления напряжения

Определяя коэффициент усиления напряжения дифференциального усилителя, мы рассмотрим два случая в отношении входных сигналов. Первый из них представлен на рис. 8.6; на вход (1) и на вход (2) подан один и тот же сигнал $v_{вх}$. Из принципа действия эмиттерного повторителя следует, что точная копия этого входного сигнала появится на общем эмиттерном резисторе R_3 . Значит, полный переменный ток в R_3 (i_r) будет равен

$$i_r \approx \frac{v_{вх}}{R_3}. \quad (8.5)$$

Полагая снова транзисторы идентичными, находим, что этот ток разветвляется поровну между ними, так что переменный коллекторный ток в T_1 равен переменному коллекторному току T_2 , то есть

$$i_r = i_{c1} + i_{c2} \text{ (в предположении, что } i_c \approx i_e),$$

и, следовательно,

$$i_{c1} = i_{c2}, \quad i_r = 2i_{c1}.$$

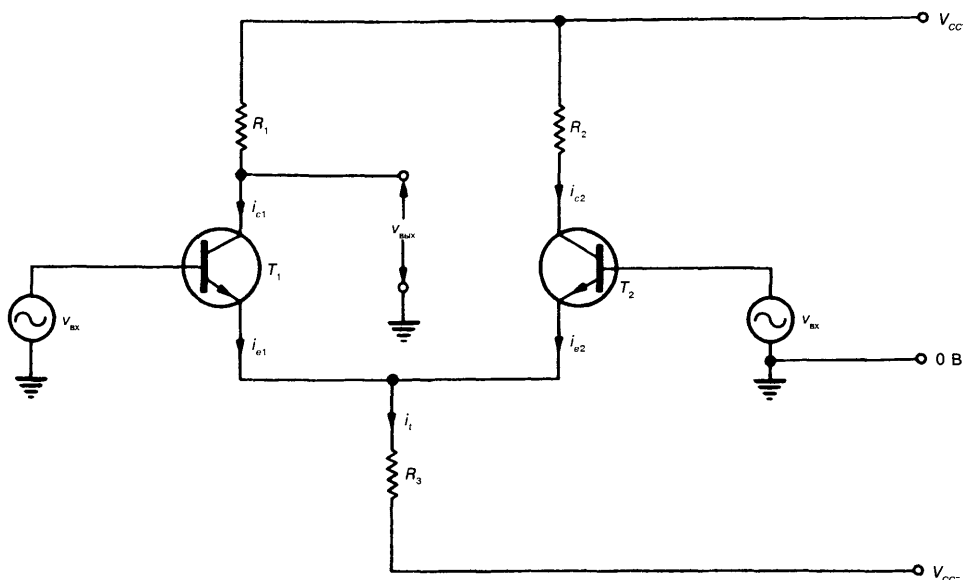


Рис. 8.6. Дифференциальный усилитель с двумя одинаковыми входными сигналами (синфазный сигнал).

Далее,

$$v_{\text{вых}} = -i_{c1} R_1 = \frac{-i_i R_1}{2} \approx -\frac{v_{\text{вх}} R_1}{2R_3}$$

(величиной $1/h_{oe}$ пренебрегаем) (согласно (8.5)), поэтому коэффициент усиления напряжения равен

$$\frac{v_{\text{вых}}}{v_{\text{вх}}} = \frac{-R_1}{2R_3}. \quad (8.6)$$

Если $R_1 = R_3$, как это имеет место в схеме на рис. 8.5, и на обоих входах одновременно действует один и тот же сигнал, то полный коэффициент усиления напряжения равен одной второй. Такого рода входное воздействие называется *синфазным* входным сигналом, а соответствующий коэффициент усиления — коэффициентом передачи синфазного сигнала. Чем больше сопротивление эмиттерного резистора R_3 по сравнению с коллекторной нагрузкой R_1 , тем меньше коэффициент передачи синфазного сигнала.

Теперь мы рассмотрим поведение усилителя по отношению к дифференциальному входному сигналу, то есть в случае, когда сигнал на входе (1) отличается от сигнала на входе (2). Здесь мы можем больше не предполагать, что сопротивление между эмиттерами пренебрежимо мало, как это делалось в схеме на рис. 8.6, так как это предположение означало бы, что входные сигналы не могут быть различными. И в самом деле, у каждого транзистора в эмиттере есть динамическое сопротивление r_e , как мы впервые увидели это в подразд. 5.12.2 в связи с эмиттерным повторителем.

В разд. 6.3 было показано, что r_e напрямую связано с крутизной транзистора g_m :

$$r_e = \frac{1}{g_m}, \quad [(6.10)]$$

если g_m — в миллиамперах/вольт, то r_e — в килоомах.

Кроме того, величина g_m определяется средним значением эмиттерного тока транзистора I_E , так что

$$g_m \approx 40I_E, \quad [(6.11)]$$

если I_E — в миллиамперах, то g_m — в миллиамперах/вольт.

Далее рассмотрим переменные токи, протекающие по сопротивлению r_e в каждом транзисторе, изображенном на эквивалентной схеме, представленной на рис. 8.7, где на входы дифференциального усилителя поданы разные входные сигналы. Будет разумно предполагать, что сопротивление R_3 много больше по величине, чем r_e , так что синфазным переменным током (i_t), текущим в резисторе R_3 , можно пренебречь по сравнению с токами i_{e1} и i_{e2} .

Тогда по закону Ома

$$i_{e1} \approx -i_{e2} \approx \frac{v_{\text{BX}(1)} - v_{\text{BX}(2)}}{2r_e},$$

и, считая, что $i_c \approx i_e$, получаем

$$i_{c1} \approx -i_{c2} \approx \frac{v_{\text{BX}(1)} - v_{\text{BX}(2)}}{2r_e};$$

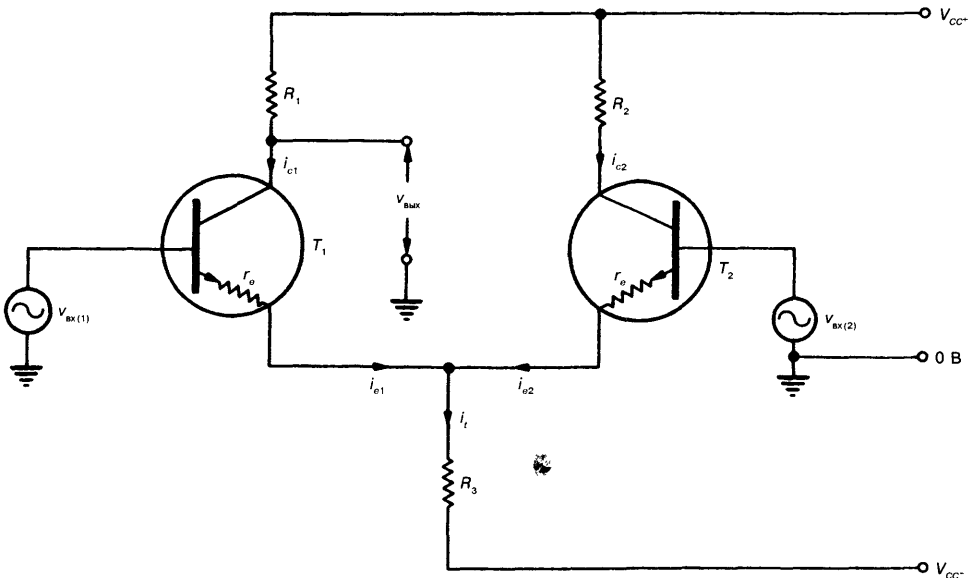


Рис. 8.7. Дифференциальный усилитель с разными сигналами на входах. Символическое изображение транзисторов включает эквивалентное сопротивление r_e эмиттерного перехода.

$$v_{\text{БЫХ}} = -i_e R_i \approx \frac{-R_i (v_{\text{БХ}(1)} - v_{\text{БХ}(2)})}{2r_e}.$$

Поэтому, подставляя $g_m = 1/r_e$, имеем:

$$v_{\text{БЫХ}} = \frac{-g_m R_i (v_{\text{БХ}(1)} - v_{\text{БХ}(2)})}{2}. \quad (8.7)$$

Мы видим, таким образом, что дифференциальный усилитель реагирует на *разность* потенциалов между его входами. Обратите внимание, что если $v_{\text{БХ}(1)}$ положительнее $v_{\text{БХ}(2)}$, то выходной сигнал отрицателен, а если $v_{\text{БХ}(2)}$ положительнее $v_{\text{БХ}(1)}$, то выходной сигнал положителен. Вот почему вход (1) называется инвертирующим входом, а вход (2) — неинвертирующим. Дифференциальный коэффициент усиления напряжения равен

$$A_{VD} = \frac{v_{\text{БЫХ}}}{v_{\text{БХ}(1)} - v_{\text{БХ}(2)}} \approx \frac{-g_m R_i}{2}, \quad (8.8)$$

g_m — в миллиамперах/вольт, R_i — в килоомах.

Как и в однокаскадном усилителе с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером, коэффициент усиления напряжения имеет вид произведения крутизны на сопротивление нагрузки. Эффективная крутизна дифференциального усилителя $g_{m(\text{eff})}$ оказывается равной половине крутизны любого из транзисторов в отдельности, то есть

$$g_{m(\text{eff})} \approx \frac{40 I_E}{2},$$

поэтому

$$g_{m(\text{eff})} \approx \frac{40 I_T}{4} = 10 I_T$$

(ток I_T текущий по эмиттерному резистору, — это сумма двух равных по величине эмиттерных токов). Значит,

$$A_{VD} \approx -10 I_T R_i. \quad (8.9)$$

В последних соотношениях I_E — средняя постоянная составляющая эмиттерного тока каждого транзистора (в миллиамперах), а I_T — средняя постоянная составляющая тока в резисторе R_3 (в миллиамперах).

В разд. 6.8 мы видели, что проходная характеристика одиночного каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, существенно нелинейна из-за экспоненциальной вольт-амперной характеристики диода, образованного базой и эмиттером. Крутизна непрерывно меняется в зависимости от мгновенного уровня сигнала, так как изменяется эмиттерный ток, что приводит к искажениям в сигнале. Интересно отметить, что дифференциальный усилитель по своей природе линеен по отношению к малым входным сигналам. Это происходит потому, что с увеличением эмиттерного тока T_1 эмиттерный ток T_2 должен уменьшаться, так как сопротивление эмиттерного резистора R_3 много больше, чем r_e , и

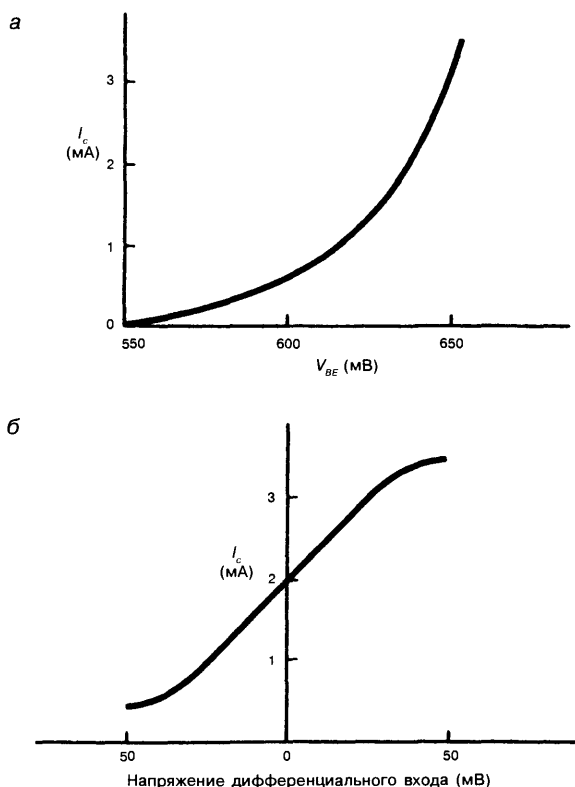


Рис. 8.8. Сравнение типичных проходных характеристик для:

a — одиночного каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером;
б — дифференциального усилителя.

В каждом случае изображены зависимости коллекторного тока от входного напряжения, из которых следует большая линейность дифференциального усилителя.

поэтому цепь, содержащая резистор R_3 , ведет себя как источник постоянного тока. Любое увеличение g_m , обусловленное ростом эмиттерного тока T_1 , компенсируется соответствующим уменьшением g_m в T_2 . Это справедливо только для малых сигналов, но все же дифференциальный усилитель является значительно более линейным, нежели схема с общим эмиттером, и это можно видеть на рис. 8.8, где для сравнения приведены две проходные характеристики. У дифференциального усилителя линейный диапазон простирается в пределах приблизительно ± 25 мВ по оси дифференциального входного сигнала.

8.4.3. Подавление синфазного сигнала и уменьшение дрейфа

Из приведенного рассмотрения нам известно, что дифференциальный усилитель обладает очень малым коэффициентом усиления, когда на оба входа подан один и тот же (синфазный) сигнал, но чувствителен и имеет большой коэффициент усиления по отношению к *разности* потенциалов между

входами (к дифференциальному сигналу). Подводя итог выполненным вычислениям, мы получаем для основной схемы усилителя на рис. 8.5:

коэффициент усиления напряжения синфазного сигнала

$$A_{vCM} \approx \frac{-R_1}{2R_3} \approx -\frac{1}{2};$$

дифференциальный коэффициент усиления напряжения

$$A_{vD} \approx -10I_T R_1 \approx -10 \times 2 \times 4,7 \approx -100.$$

Одним из следствий колебаний температуры является изменение напряжения база—эмиттер. В простом усилителе постоянного тока, например в таком, какой показан на рис. 8.4, это приводит к дрейфу выходного напряжения. Однако в случае дифференциального усилителя в предположении идентичности транзисторов, подвергаемых одному и тому же температурному воздействию, изменение напряжений база—эмиттер на их входах будет одинаковым, и, следовательно, эти изменения будут проявляться на выходе всего лишь уменьшенными в число раз, равное небольшому коэффициенту усиления синфазного сигнала. Полезный же сигнал подается на входы дифференциального усилителя как разностный сигнал и усиливается в число раз, равное большому по величине дифференциальному коэффициенту усиления.

У большинства источников сигнала один вывод заземлен; простейший способ подключить такой источник к входам дифференциального усилителя в режиме подачи разностного сигнала заключается в том, чтобы заземлить один из входов дифференциального усилителя, а другой вход соединить с «сигнальным» выводом источника сигнала. Ценное свойство подавления дрейфа при этом сохранится.

Стандартный метод оценки «качества» дифференциального усилителя состоит в измерении *относительного ослабления синфазного сигнала* (ООСС), равного отношению дифференциального коэффициента усиления напряжения к коэффициенту передачи напряжения синфазного сигнала:

$$\text{ООСС} = \frac{A_{vD}}{A_{vCM}}; \quad (8.10)$$

в рассматриваемом случае, принимая во внимание найденные числовые значения соответствующих величин, имеем:

$$\text{ООСС} \approx \frac{10I_T R_1 \times 2R_3}{R_1} = 20I_T R_3 \approx 200$$

(I_T — в миллиамперах, R_3 — в килоомах).

Обычно ООСС выражается в децибелах:

$$\text{ООСС} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{vD}}{A_{vCM}} \right) \text{ дБ}. \quad (8.11)$$

Заметьте, что здесь используется множитель 20, поскольку принимают-ся во внимание коэффициенты усиления напряжения, а не мощности.

Таким образом, у нашего усилителя ООС равняется $20 \times 2,3 \text{ дБ} = 46 \text{ дБ}$. Это не очень большая величина с точки зрения современных стандартов, согласно которым типичными являются 80—100 дБ. Легче всего улучшить ООС, увеличив сопротивление R_3 в цепи эмиттера, но это потребует источника питания с большим напряжением — V_{CC} , если нужно будет поддерживать ток, текущий по R_3 , неизменным. К счастью, существует замечательный способ решить эту проблему, и заключается он в использовании транзистора в качестве генератора стабильного тока. Идеальный генератор постоянного тока обладал бы бесконечным сопротивлением. Транзистор по своим свойствам приближается к идеальному генератору тока, поскольку типичное значение его выходного сопротивления $1/h_{oe}$ равно 100 кОм (см. разд. 6.8). Огромное преимущество транзистора по сравнению с эквивалентным резистором состоит в том, что с его помощью можно поддерживать общий ток в цепи эмиттеров постоянным без применения высоковольтных источников питания.

Генератор стабильного тока является, по существу, стабилизированным по постоянному току каскадом, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером; эта схема показана на рис. 8.9 в эмиттерной цепи дифференциального усилителя. Делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1 , R_2 и диода D_1 , задает потенциал базы транзистора, который на 1 В выше потенциала шины отрицательного питания. Вычитая 0,6 В, которые должны падать на переходе база—эмиттер, получаем, что на эмиттерном резисторе R_X величиной 220 Ом должно падать напряжение 0,4 В. Следовательно, эмиттерный ток будет равен $0,4/220 \text{ А}$ (примерно 2 мА); таким образом, благодаря генератору стабильного тока в цепи эмиттеров диффе-

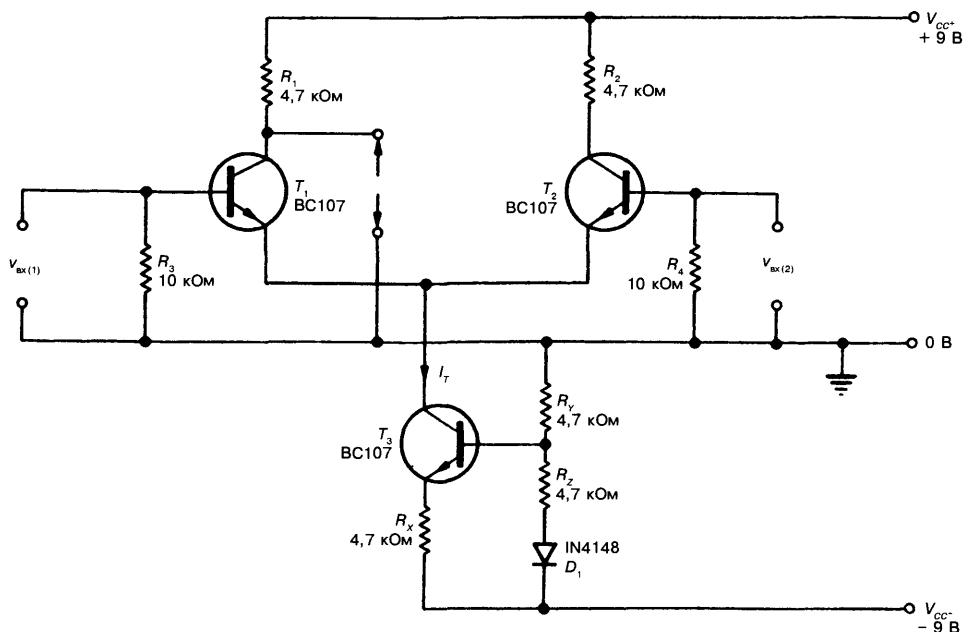


Рис. 8.9. Дифференциальный усилитель с транзисторным генератором стабильного тока в эмиттерной цепи.

ренциальной пары течет суммарный ток I_T , равный 2 мА. Применение диода D_1 в нижнем плече делителя напряжения обеспечивает температурную компенсацию. Разность потенциалов на диоде падает с ростом температуры точно так же, как это имеет место с разностью потенциалов между базой и эмиттером, так что в широком диапазоне температур приложенное к базе напряжение согласуется с тем, какое требуется транзистору для поддержания тока эмиттера равным 2 мА. В интегральных микросхемах роль диода может играть точно такой же открытый переход база—эмиттер (транзистор с замкнутыми накоротко коллектором и базой. — *Примеч. перев.*), что приводит к идеальному отслеживанию температурных изменений; такую схему называют *токовым зеркалом*.

Когда в эмиттерной цепи дифференциального усилителя включен генератор стабильного тока, можно дать очень простое качественное объяснение работы усилителя в целом.

Входные сигналы не могут изменить суммарный ток I_T в эмиттерной цепи, они могут только по-разному распределять его между транзисторами. Следовательно, при тождественно одинаковых $v_{\text{вх}(1)}$ и $v_{\text{вх}(2)}$ (синфазный сигнал) никакой из коллекторных токов не меняется и выходной сигнал не возникает. Сигнал на выходе появляется только в том случае, когда $v_{\text{вх}(1)}$ и $v_{\text{вх}(2)}$ различны: при этом в один из транзисторов будет отводиться большая доля суммарного тока эмиттеров, нежели в другой. Например, если $v_{\text{вх}(1)}$ положительнее $v_{\text{вх}(2)}$, то коллекторный ток транзистора T_1 станет больше за счет транзистора T_2 и произойдет отклонение $v_{\text{вых}}$ в отрицательную сторону.

8.4.4. Симметричный выход

ООСС можно увеличить еще больше, снимая выходной сигнал между коллекторами (рис. 8.10), а не между одним из коллекторов и землей. В этом случае подавление синфазного сигнала ограничивается только степенью симметрии между транзисторами; теоретически, коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю, если транзисторы и коллекторные нагрузки идентичны. В частности, симметричный выход полезен, когда нагрузка не заземлена; например, между коллекторами можно включить вольтметр, и получится простой электронный милливольтметр с очень малым дрейфом.

Сигнал с симметричного выхода дифференциального усилителя можно подать на вход второго дифференциального каскада, у которого выходное напряжение уже снимается относительно земли; у такой конструкции ослабление синфазного сигнала очень велико и в то же время имеется удобный несимметричный выход. Для еще большего ослабления синфазного сигнала обычно применяют отрицательную обратную связь.

Поскольку в схеме с симметричным выходом сигналы на коллекторах транзисторов складываются, коэффициент усиления в этом случае вдвое больше, чем в схеме с выходом относительно земли, то есть

$$A_{vD} \approx \frac{-g_m R_1}{2} - \frac{g_m R_2}{2} \approx -g_m R_1$$

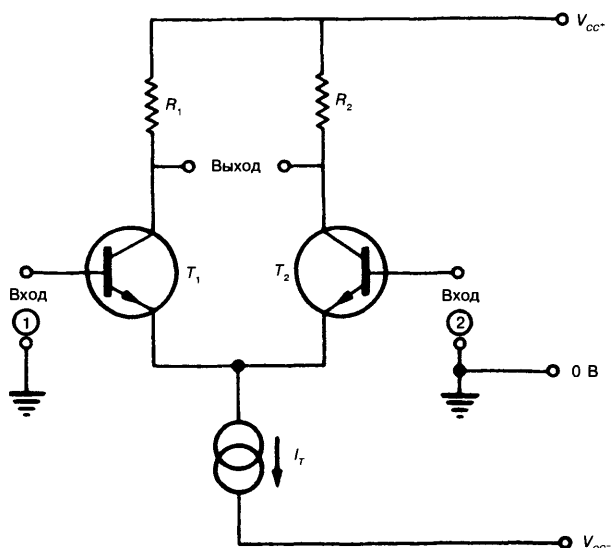


Рис. 8.10. Дифференциальный усилитель с симметричным выходом.

(так как $R_1 = R_2$), где

$$g_m \approx \frac{40 I_T}{2} = 20 I_T,$$

где I_T — суммарный ток эмиттеров.

Поэтому

$$A_{vD} \approx -20 I_T R_1. \quad (8.12)$$

8.4.5. Усилитель, управляемый напряжением

Интересно отметить, что коэффициент усиления дифференциального усилителя прямо пропорционален суммарному току эмиттеров I_T . Но, кроме того, в схеме с симметричным выходом колебания суммарного тока эмиттеров не приводят к возникновению выходного сигнала, как это имеет место при несимметричном выходе; результирующие изменения напряжения покоя на коллекторах одинаковы у обоих транзисторов. Следовательно, в дифференциальном усилителе можно управлять коэффициентом усиления напряжения, изменяя суммарный ток эмиттеров дифференциальной пары. Если $v_{вх}$ и $v_{вых}$ — напряжения входного и выходного сигналов в дифференциальном усилителе с симметричным выходом, то

$$v_{вых} \approx -20 R_1 (I_T \times v_{вх}).$$

Пусть теперь второй входной сигнал v_x подается на базу транзистора, используемого в схеме генератора стабильного тока в эмиттерной цепи, в целях управления током I_T ; тогда сигнал на выходе усилителя будет пропорционален произведению $v_{вх}$ и v_x . По этому принципу действует аналоговый перемножитель с изменяемой крутизной, одна из бесценных базовых

схем (схема Гилберта), применяемая в интегральных усилителях, управляемых напряжением (Voltage Controlled Amplifier, VCA), и в модуляторах. Схемы с перемножителями рассматриваются в разд. 11.19.

8.5. Усилители в интегральном исполнении

В идеальном дифференциальном усилителе пара идентичных транзисторов находится в тесном тепловом контакте, так что они остаются в точности одинаковыми во всем рабочем диапазоне температур. Кроме того, необходимо, чтобы суммарный ток эмиттеров не зависел от температуры, для чего в генераторе стабильного тока должна быть применена температурная компенсация напряжения на базе транзистора. Эти требования успешно удовлетворяются в интегральной микросхеме, где все компоненты, будучи размещены на одном кристалле, оказываются в тесном тепловом контакте. В основе производства интегральных микросхем лежит процедура фотолитографирования. Транзисторы, резисторы и диоды образуются из p - и n -слоев, создаваемых посредством диффузии, для управления которой применяются различные маски. Хотя сами процессы диффузии содержат элемент случайности, в результате чего параметры одной части схемы слегка отличаются от параметров другой части, все же в пределах одного кристалла нетрудно создавать попарно согласованные транзисторы и резисторы, что как раз и обеспечивается применением идентичных масок.

В интегральной микросхеме невозможно создать разделительные конденсаторы емкостью больше нескольких десятков пикофард; поэтому схемы разрабатываются, как правило, в виде усилителей постоянного тока. Стандартным входным каскадом у интегральной микросхемы является дифференциальный усилитель, поскольку он гарантирует малый дрейф и обеспечивает наличие инвертирующего и неинвертирующего входов. В большинстве интегральных микросхем в качестве выходных каскадов применяется эмиттерный повторитель того или иного вида, благодаря чему выходное сопротивление оказывается малым.

На рис. 8.11 показано внутреннее устройство интегрального усилителя. Схема начинается с неперменного дифференциального каскада (на транзисторах T_1 и T_2), затем включает в себя усилитель напряжения (на транзисторе T_3) и в качестве выходного каскада имеет эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах (T_4 и T_5), работающий в режиме AB . Диоды D_1 и D_2 обеспечивают смещение выходных транзисторов, достаточное для того, чтобы минимизировать искажения типа «ступеньки» (см. разд. 5.17).

Рассматривая схемы интегральных усилителей, предоставляемые производителями, иногда может оказаться затруднительным увидеть даже приблизительное сходство со схемой, приведенной на рис. 8.11. Это происходит не из-за принципиальных различий, а потому, что самыми дешевыми компонентами из всех — с точки зрения изготовления внутри интегральной микросхемы — являются транзисторы; когда можно в какой-либо части схемы использовать транзистор вместо резистора, то так и поступают. Кроме того, иногда при создании методами диффузии различных транзисторов на одной кремниевой подложке расположенные рядом слои с примесями образуют нежелательные «паразитные» транзисторы, и бывает не-

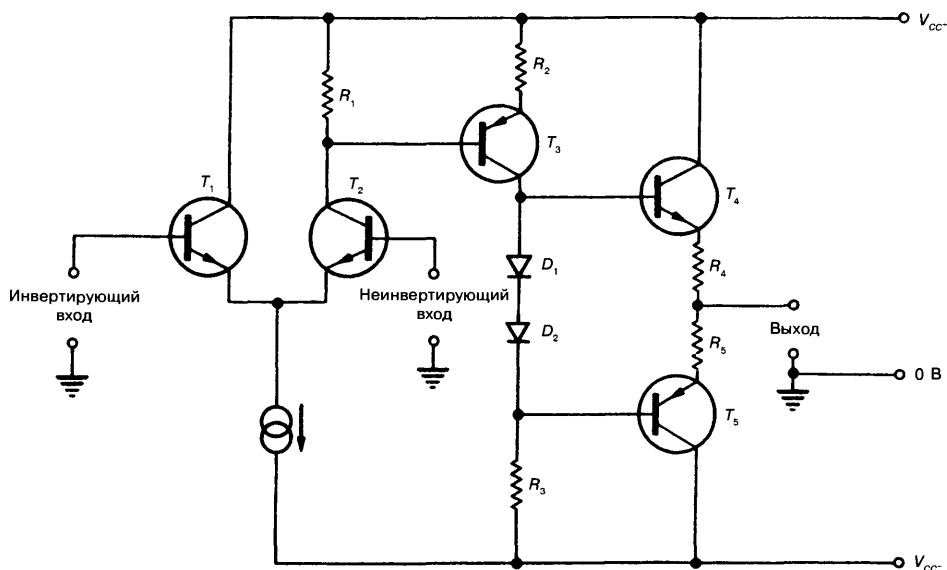


Рис. 8.11. Схематическое изображение типичного интегрального усилителя.

обходимо либо намеренно включить эти транзисторы в схему, либо свести их влияние к минимуму. Результатом таких конструктивных ограничений иногда является то, что схему трудно интерпретировать на том языке, каким принято описывать ее эквивалент из дискретных компонентов. Однако читатель может быть уверен, что большинство интегральных усилителей *ведет себя* так, как если бы они выглядели наподобие схемы, показанной на рис. 8.11.

8.6. Электронный термометр

Из термопары и интегрального усилителя можно собрать очень удобный электронный термометр; его схема приведена на рис. 8.12. Используется интегральный операционный усилитель типа 741 с дифференциальным входом; на инвертирующий вход подается сигнал отрицательной обратной связи, а входной сигнал подключается к неинвертирующему входу. Коэффициент усиления напряжения всего усилителя равен $-1/\beta$, что в данном случае равно $-(R_f + R_1)/R_1$. Таким образом, величина β при указанных сопротивлениях резисторов примерно равна $-1/100$, а коэффициент усиления напряжения приблизительно равен 100; его можно повысить вплоть до величины порядка 10 000, увеличивая значение R_f .

Сама термопара может быть образована соединенными между собой проволочками фактически из любых двух разнородных металлов. Большой по величине выходной сигнал дают медь и константан; медь и железо также годятся. Важно отметить, что у термопары неизбежно имеются *два* контакта, отмеченные на рис. 8.12: один из них обведен кружком, а другой находится в точке X, где проволочка из константана другим своим концом включается в цепь. Электрический сигнал на выходе термопары зависит от раз-

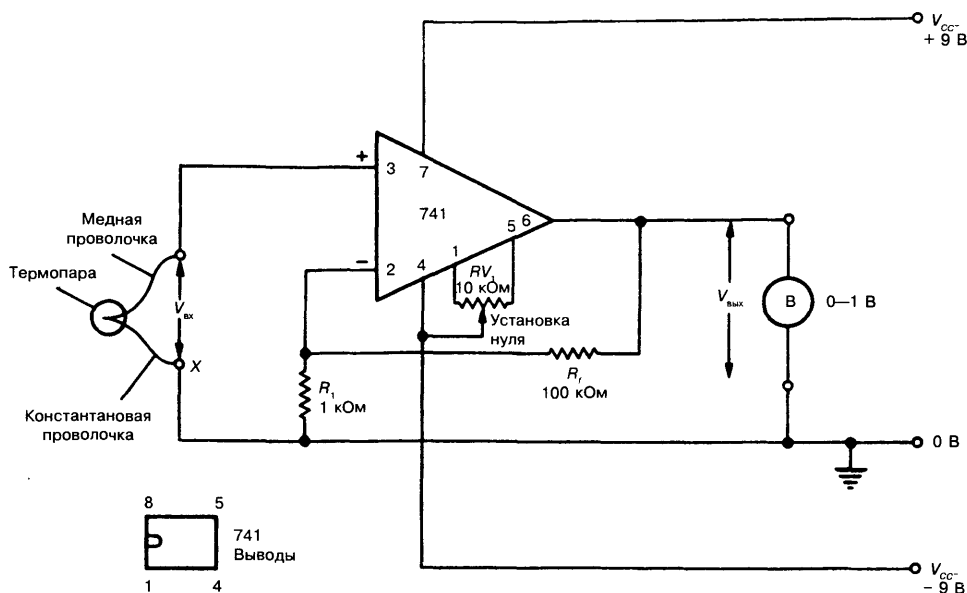


Рис. 8.12. Простой электронный термометр.

ности температур этих двух контактов. Таким образом, если нагреть пальцами один из контактов, то прибор измерит разность между температурой тела и температурой в комнате.

Для абсолютного измерения температуры второй контакт в точке X следует поддерживать при постоянной температуре, например при 0°C , что достигается погружением в тающий лед. Тогда можно будет откалибровать электронный термометр по термометру, точность которого известна.

Коррекция напряжения смещения в схеме типа 741 осуществляется непосредственно, так как внутри микросхемы приняты меры, позволяющие устанавливать нуль смещения резистором RV_1 ; им можно установить нуль на выходе, когда оба контакта находятся при одной и той же температуре.

Обратите внимание: усилитель не будет функционировать с разомкнутым входом, то есть в случае, когда термопара не присоединена, так как при этом на входе нет цепи, по которой мог бы течь ток смещения у одной из половин дифференциального усилителя. Этот вопрос будет рассмотрен в подразд. 11.2.2.

8.7. Подавление помех с помощью дифференциального усилителя

До сих пор мы делали упор на том свойстве дифференциального усилителя, которое позволяет минимизировать дрейф по постоянному току. Мы видели, что это свойство является следствием того, что усиливается только *разность* потенциалов на входах усилителя, а любой сигнал, общий для обоих входов, ослабляется. Это подавление синфазного сигнала может быть очень полезным для ослабления фона и помех, которые наводятся на соединительных проводах между источником сигнала и усилителем.

Один из примеров — это электрокардиограф (э.к.г.), применяемый в медицине для регистрации электрических импульсов, возникающих при работе сердца. Чтобы уловить эти импульсы, требуется разместить электроды на теле пациента.

Но любой, кому довелось когда-либо коснуться пальцем входа аудиоусилителя или осциллографа, знает, что на теле человека наводятся 50-герцный переменный сигнал от сети, а также разного рода помехи от бытовых электрических приборов. Вот почему следует ожидать, что совсем маленькие сигналы, идущие от сердца, величиной всего лишь в несколько милливольт, утонут бы в этом фоне и наведенных помехах. Дифференциальный усилитель позволяет решить эту проблему.

На рис. 8.13 схематически показано, как можно применять дифференциальный усилитель в подобного рода случаях. Разность потенциалов между двумя электродами представляет собой полезный сигнал, а большой по величине фон действует на обоих электродах и потому является синфазным сигналом. Дифференциальный усилитель усиливает полезный сигнал и ослабляет фон, который наводится на теле, а также на соединительных проводах.

Дифференциальные усилители, специально предназначенные для медицинских целей, называют физиологическими усилителями; у них большое входное сопротивление по обоим входам и хорошее ослабление синфазного сигнала.

Существует множество других применений дифференциального усилителя, главным образом в тех случаях, когда нежелательные помехи наводятся на соединительных проводах. Эта проблема часто бывает острой при наличии промышленных помех, когда чувствительные электронные измерительные приборы должны работать по соседству с мощными электрическими механизмами, такими как подъемный кран, от которых могут приходиться огромные по величине помехи. У многих осциллографов имеется симметричный вход, который в подобного рода обстоятельствах может оказаться

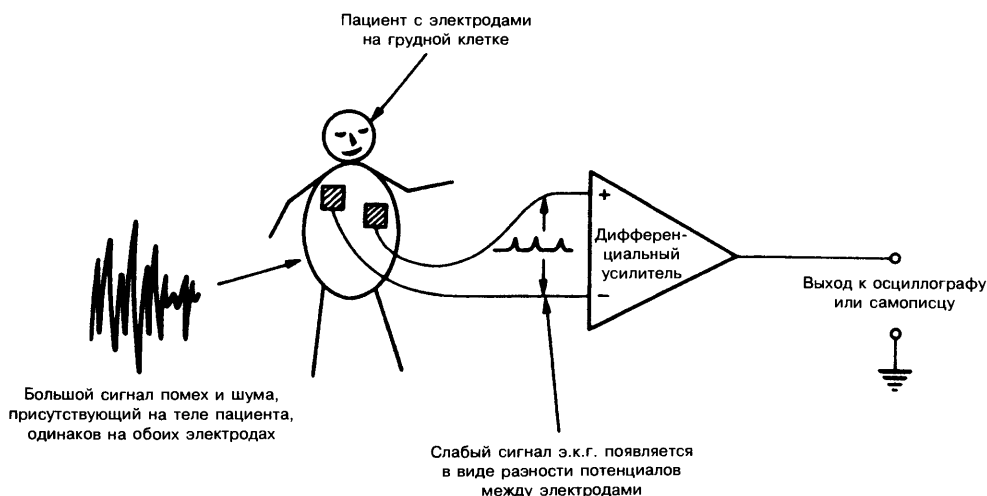


Рис. 8.13. Применение дифференциального усилителя в физиологии.

исключительно ценным. Обычно на практике нужный сигнал подают между одним входным гнездом и землей, а ко второму входному гнезду подключают свободный соединительный провод. Этим обеспечивается наличие наведенных помех на обоих входах в качестве синфазного сигнала, который подавляется, тогда как желаемый сигнал усиливается, будучи разностным сигналом на симметричном входе.

8.8. Простой физиологический усилитель

На рис. 8.14 приведен дифференциальный усилитель на микросхеме типа 741, пригодный для наблюдения импульсов э.к.г. на осциллографе. Хотя эта схема и не обладает большим входным сопротивлением, которое, как правило, требуется при таком использовании, она наглядно демонстрирует подавление наведенного фона и помех в дифференциальном усилителе. На практике в усилителях э.к.г. частотная характеристика обычно бывает специально сужена до нескольких десятков герц, чтобы минимизировать высокочастотные шумы, которые могут не быть одними и теми же на обоих входах. Такое ограничение частотной характеристики достигается включением конденсатора емкостью 1 нФ параллельно с 10-мегаомным резистором обратной связи; в результате отрицательная обратная связь становится более глубокой на высоких частотах.

Основные свойства дифференциального усилителя можно наблюдать, касаясь одного из зажимов симметричного входа: вы увидите на осциллографе большой фон с частотой 50 Гц. Теперь коснитесь также другой рукой второго входного зажима и убедитесь, что фон будет подавлен дифферен-

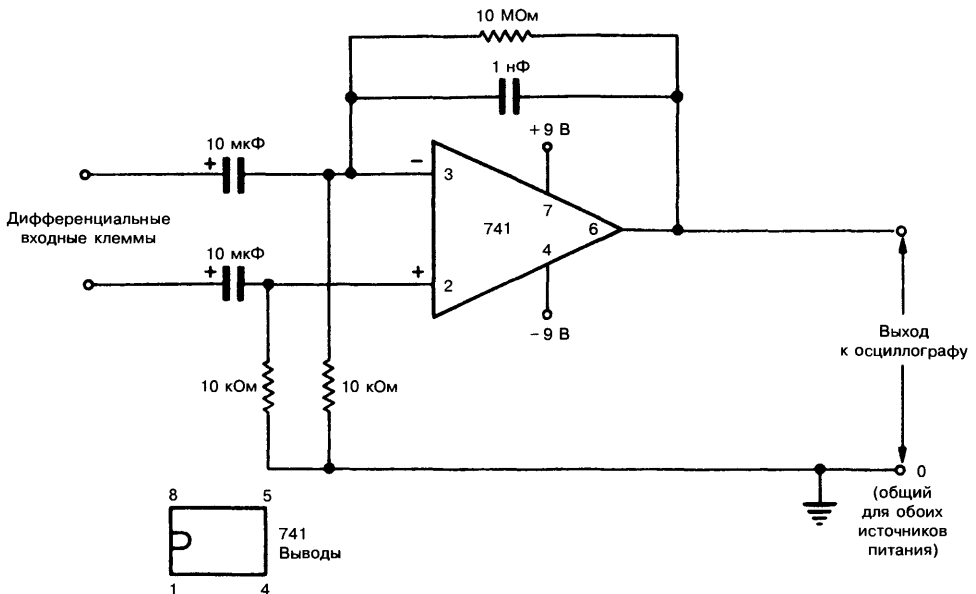


Рис. 8.14. Экспериментальный электрокардиограф с дифференциальным входом на интегральном усилителе типа 741.

циальным усилителем. Установите чувствительность усилителя в вертикальном канале осциллографа равной 0,1 В/см и медленную скорость развертки около 0,1 с/см, и вы увидите э.к.г. импульсы, идущие от вашего сердца, в виде «всплесков» на экране. Смочив руки раствором соли и сжав входы руками так, чтобы площадь контакта была возможно большей, вы получите лучшие результаты.

8.9. Усилители постоянного тока с преобразованием

С точки зрения применения в особо чувствительных измерительных приборах дрейф даже дифференциального усилителя может оказаться слишком большим. В таких случаях используется принципиально иной подход. Он состоит в преобразовании сигнала постоянного тока в переменный сигнал посредством прерываний (модуляции. — *Примеч. перев.*), в усилении последнего усилителем переменного сигнала с присущим ему нулевым дрейфом и в последующем выпрямлении, чтобы вернуться к сигналу по постоянному току. Такая система показана на рис. 8.15.

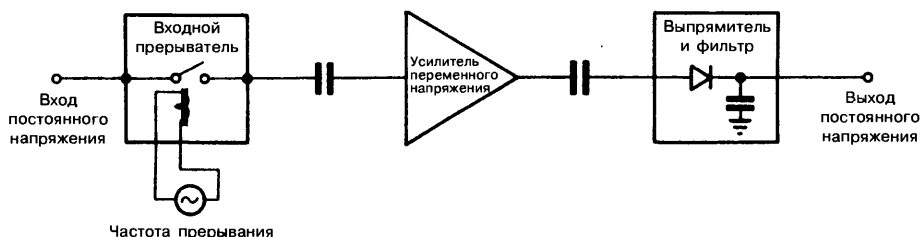


Рис. 8.15. Блок-схема усилителя постоянного тока с преобразованием. Ради наглядности прерыватель изображен как электромеханическое устройство.

Первоначально прерыватели были электромеханическими, а частота прерываний была ограничена несколькими сотнями герц; но это существенно сказывалось на частотной характеристике в области высоких частот: согласно общему правилу, максимально допустимая частота входного сигнала равна примерно одной четверти от частоты прерываний. Современные электронные ключи могут, конечно, осуществлять прерывания с частотой, равной многим мегагерцам.

Если применять простой диодный выпрямитель, показанный на рис. 8.15, то на выходе будет получаться положительный сигнал как при положительном, так и при отрицательном входном сигнале. В некоторых приложениях это может быть достоинством, когда необходимо воспроизводить модуль входного сигнала, как, например, в усилителе самописца. Однако в большинстве случаев полярность сигнала должна быть сохранена на выходе усилителя. Для этого применяют синхронные прерывания на входе и на выходе, так, чтобы переключения входного и выходного сигналов происходили одновременно и мгновенная полярность входного сигнала переносилась на выход; такое устройство представлено на рис. 8.16 (его называют также усилителем с модуляцией и синхронным детектированием. — *Примеч. перев.*)

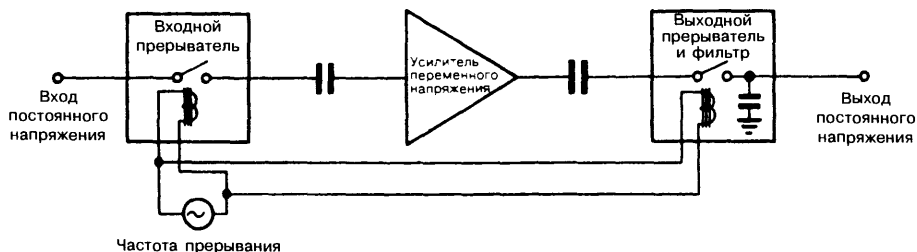


Рис. 8.16. Усилитель с синхронными прерываниями на входе и на выходе.

Ограничения в отношении высоких частот, характерные для усилителей с преобразованием, можно преодолеть, сохранив в то же время пренебрежимо малый дрейф, если усилитель с преобразованием объединить с обычным усилителем постоянного тока; такая конструкция называется усилителем постоянного тока с *коррекцией дрейфа*. Ее называют также усилителем Голдберга по имени ее автора. Существует несколько разновидностей таких усилителей с коррекцией дрейфа; одна типичная схема такого усилителя изображена на рис. 8.17. Средние и высокие частоты проходят через разделительный конденсатор C и усиливаются напрямую обычным усилителем (2), а сигналы низких частот и постоянного тока не пропускаются конденсатором C и вынуждены проходить через усилитель с преобразованием (1), где они подвергаются дополнительному усилению по напряжению в A_1 раз перед тем, как вместе со средними и высокими частотами поступают на вход усилителя (2).

Если теперь принять разумное предположение, что усилитель с преобразованием (1) свободен от дрейфа, то наблюдаемый дрейф выходного сигнала, скажем e_o , должен весь возникать в усилителе (2) и выражаться дрейфом величины e_o/A_2 на входе усилителя (2). Он обязан быть малым по сравнению с полезным сигналом постоянного тока в этой точке, поскольку последний уже усилен в A_1 раз. Другими словами, если рассматривать весь усилитель в целом, то дрейф, отнесенный к входу, а именно эту величину мы считаем самым естественным выражением дрейфа, будет равен всего лишь e_o/A_1A_2 . Если бы усилитель (1) отсутствовал и входной сигнал постоянного тока прямо подавался на усилитель (2), то отнесенный к входу дрейф

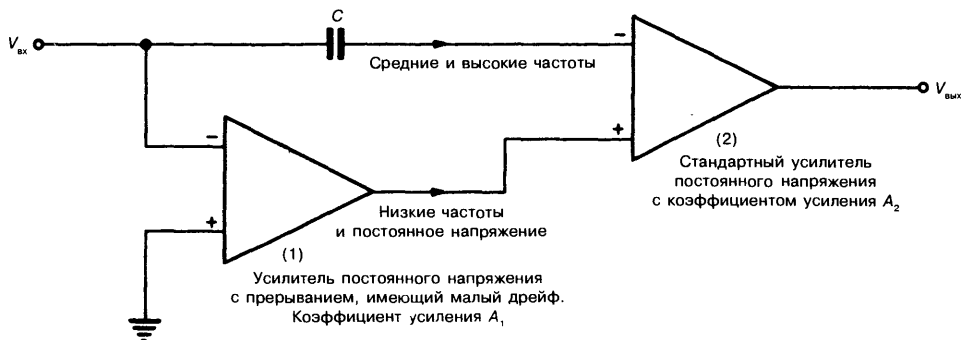


Рис. 8.17. Усилитель с коррекцией дрейфа.

равнялся бы e_0/A_2 . Таким образом, применение вспомогательного усилителя, свободного от дрейфа, уменьшает отнесенный к входу дрейф в число раз, равное коэффициенту усиления A_1 этого усилителя. Ясно, конечно, что коэффициент усиления на средних и высоких частотах у нашей схемы без обратной связи равен только A_2 , тогда как коэффициент усиления по постоянному току и на низких частотах равен A_1A_2 . Однако в случае, когда усилитель в целом охватывается, как обычно, отрицательной обратной связью, усиление получается равномерным во всем диапазоне частот, так что действие вспомогательного усилителя не проявляется ни в чем, за исключением очень ценного ослабления дрейфа.

Усилители постоянного тока с коррекцией дрейфа играют важную роль в любой измерительной системе, где требуется очень малый долговременный дрейф, например при измерениях с использованием тензодатчиков. Иногда такой усилитель объединяют в одной интегральной микросхеме с аналого-цифровым преобразователем.

ГЛАВА 9

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И УПРАВЛЕНИЕ МОЩНОСТЬЮ

9.1. Источники питания

В качестве источников постоянного напряжения, необходимых для электронных схем, можно использовать батареи или выпрямители переменного напряжения электрической сети. Преимуществом батарей является их портативность и полное отсутствие переменных составляющих на их выходе. Однако существует опасность течи, если разряженной батарее случайно позволили слишком долго оставаться в приборе; это может привести к повреждению схем стоимостью многие сотни фунтов в результате коррозии.

В течение срока службы батареи ее напряжение обычно не остается постоянным; это относится к дешевым цинковым и щелочным батареям, у которых за время их использования напряжение одного элемента падает от 1,6 до 1,3 В. Ртутно-цинковые элементы имеют значительно лучшую характеристику, их э.д.с. сохраняет величину 1,3 В практически в течение всего срока службы, а затем быстро падает, так что не возникает сомнений, когда они оказываются полностью разряженными; однако они дороги. Аналогичной постоянной э.д.с, равной 1,55 В, обладают серебряно-цинковые элементы.

Перезаряжаемые никель-кадмиевые (NiCd) элементы (аккумуляторы. — *Примеч. перев.*) существуют самых разных размеров, от крошечных «кнопок» до больших батарей, используемых в электрокарах. Аккумуляторы малых размеров обычно заделываются герметично, так что отсутствует риск утечки и нет необходимости их извлекать. Никель-кадмиевые аккумуляторы и более новые элементы типа никель-металл-гидрид (NiMH) представляют собой идеальные источники питания для портативной электроники, поскольку отсутствует необходимость в их замене. Зарядное устройство можно включить в состав прибора, давая возможность работать от сети или от аккумулятора. Э.д.с. никель-кадмиевых аккумуляторов падает от 1,3 до 1,1 В к концу цикла разряда.

В фотоаппаратах обычно используются дорогие литиевые элементы с большим по величине отношением емкости к весу. Литиевые элементы имеют необычно высокую и постоянную э.д.с., в зависимости от типа равную 3,0—3,7 В. Более новые литиево-ионные аккумуляторы объединяют эти достоинства с возможностью перезаряда.

Емкость батареи, определяемая как произведение тока разряда на время, в течение которого батарея будет давать этот ток, обычно выражена в ампер-часах (А·ч). Так как емкость большинства батарей при малом токе разряда больше, чем при большом токе, нормальная скорость разряда обычно указывается вместе с емкостью. Скорость разряда часто определяется как

время, необходимое для полного разряда батареи. Так, автомобильный аккумулятор может иметь емкость $40 \text{ А} \cdot \text{ч}$ при 10-часовом времени разряда; это означает, что он может давать ток 4 А в течение 10 часов. Хотя в принципе можно ожидать, что такой аккумулятор будет давать ток 40 А в течение 1 часа, на практике его емкость окажется значительно меньше при таком 1-часовом разряде. Емкость различного рода сухих элементов, используемых для питания небольших электронных схем, часто составляет величину $3 \text{ А} \cdot \text{ч}$ при 100-часовом цикле, что указывает на возможность потребления тока 30 мА в течение 100 часов.

Очень немногие схемы, приведенные в этой книге, предъявляют необычные требования к источникам питания. Некоторые схемы, такие как усилители мощности, требуют от источника питания большего тока, чем ток, который, как правило, способны обеспечить цинковые элементы, тогда как схеме может потребоваться очень стабильное напряжение. Промышленные схемы обычно питаются от сети переменного напряжения, чтобы избежать установки батареи и гарантировать постоянство характеристик в течение всего времени. Батареи используются, конечно, в портативной аппаратуре, а также в лабораторных приборах, когда желательна полная изоляция от сети.

9.2. Выпрямление переменного напряжения

В большинстве источников питания для понижения напряжения сети до требуемой величины используется трансформатор, а затем с помощью диодной схемы переменное напряжение выпрямляется для получения постоянного напряжения. Простая схема выпрямителя показана на рис. 9.1.

Ток может течь через диод только в том случае, когда напряжение в точке *A* положительно, и цепь размыкается при отрицательном напряжении в точке *A*. В результате на нагрузке появляется однополярное напряжение, форма которого приведена на рис. 9.2, *б*; вид напряжения на нагрузке можно сравнить с формой исходной синусоиды, изображенной на рис. 9.2, *а*. Поскольку на нагрузке могут быть только положительные полупериоды синусоиды, однополярное напряжение состоит из серии положительных импульсов. Это преобразование называется *однополупериодным* выпрямлением.

На рис. 9.3 показана более совершенная схема выпрямителя, в которой переменное напряжение используется полностью; эта схема известна как *двухполупериодный* выпрямитель. Поскольку диодная схема имеет форму ромба и напоминает мост Уитстона, такую схему называют *мостовым* вып-

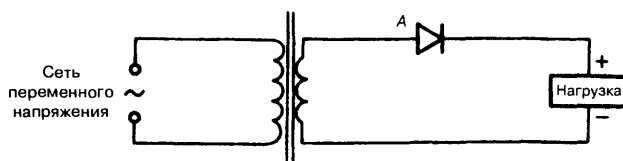


Рис. 9.1. Базовая схема источника постоянного напряжения с трансформатором и однополупериодным выпрямителем.

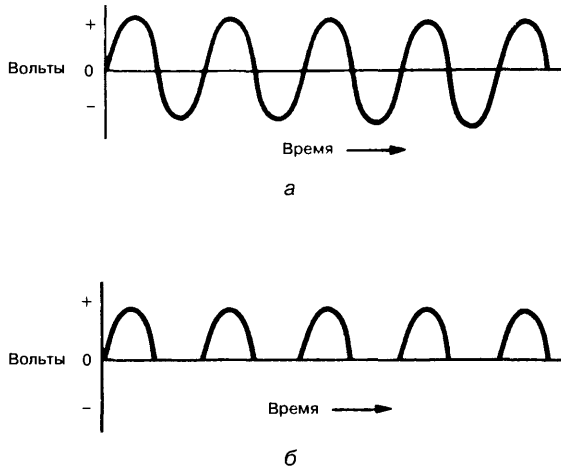


Рис. 9.2. Форма сигналов в схеме однополупериодного выпрямителя:

a — входное переменное напряжение; *б* — выпрямленное однополярное напряжение на нагрузке.

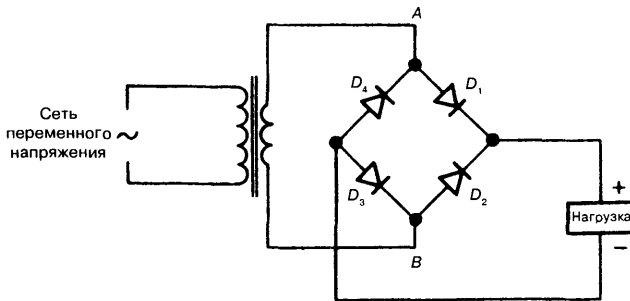


Рис. 9.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель.

рямителем. Мы можем легко разбить его работу на отдельные этапы, рассматривая, что происходит во время положительных и отрицательных полупериодов напряжения на выходе трансформатора. Когда напряжение в точке *A* положительно, диод D_1 проводит, и напряжение на верхнем конце нагрузки положительно; в то же время напряжение в точке *B* отрицательно, и диод D_3 пропускает его к нижнему концу нагрузки. В следующем полупериоде напряжение в точке *A* отрицательно, а в точке *B* положительно, так что диод D_2 проводит от точки *B* к верхнему концу нагрузки, а диод D_4 проводит от точки *A* к нижнему концу нагрузки.

Результирующая форма сигнала на нагрузке приведена на рис. 9.4. Очевидно, что при двухполупериодном выпрямлении напряжение на нагрузке имеет менее прерывистый характер, чем в случае однополупериодного выпрямления. Заметим, что частота сигнала при двухполупериодном выпрямлении равна удвоенной частоте исходного переменного напряжения. Отрицательная полуволна инвертируется и помещается между соседними положительными полупериодами.

На рис. 9.5 показан другой тип двухполупериодного выпрямителя. Здесь используется трансформатор с удвоенным напряжением на вторичной об-

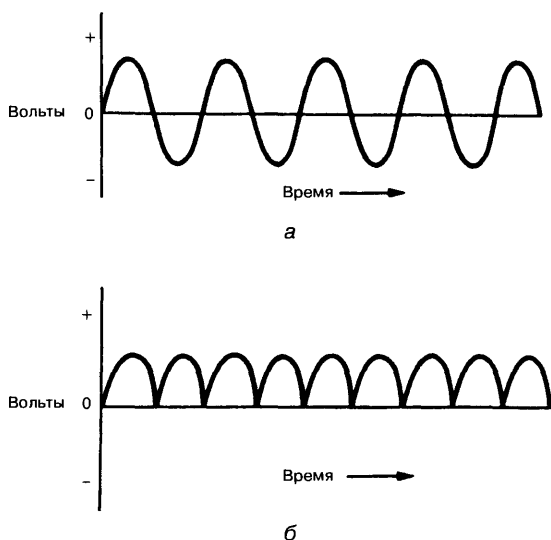


Рис. 9.4. Форма сигналов в двухполупериодном мостовом выпрямителе:

a — входное переменное напряжение; *б* — выпрямленное однополярное напряжение на нагрузке.

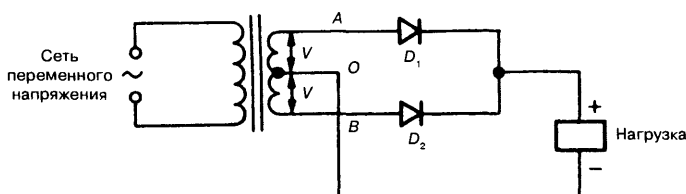


Рис. 9.5. Двухфазный двухполупериодный выпрямитель.

мотке, но с отводом от середины вторичной обмотки (точка *O*). В результате напряжение между точками *A* и *O* всегда сдвинуто по фазе по отношению к напряжению между точками *B* и *O* на 180° . По этой причине схема называется *двухфазным* двухполупериодным выпрямителем. В первом полупериоде напряжение в точке *A* положительно и диод пропускает его к верхнему концу нагрузки. В следующем полупериоде напряжение в точке *A* отрицательно, а в точке *B* положительно; следовательно, диод D_2 открыт и пропускает положительное напряжение к верхнему концу нагрузки. Эта схема, в действительности, представляет собой два однополупериодных выпрямителя, работающих вместе на одну нагрузку. Форма напряжений здесь такая же, как на рис. 9.4. Сравнивая эту схему с мостовым выпрямителем, видим, что в двухфазной схеме оказываются сэкономленными два диода, но требуется дополнительная обмотка в трансформаторе. Этот выпрямитель был популярен в схемах на лампах, где в качестве диодов D_1 и D_2 обычно использовались два ламповых диода в одном баллоне с общим катодом, но сейчас эта схема применяется не часто, поскольку полупроводниковые диоды очень дешевы. Имеет смысл сэкономить на обмотке трансформатора, используя мостовой выпрямитель.

9.3. Сглаживание пульсаций

9.3.1. Вступление

Хотя сигналы, форма которых приведена на рис. 9.2 и 9.4, являются однополярными, про них нельзя сказать, что они являются непрерывным постоянным напряжением, поскольку они все еще содержат большую переменную составляющую. Это напряжение годится для заряда аккумулятора, причем напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 9.4) предпочтительнее, поскольку у него больше средний ток, но его нельзя использовать в таком необработанном виде в качестве напряжения питания электронного оборудования.

Чтобы сгладить постоянное напряжение, к выходу выпрямителя подключают накапливающий конденсатор C , как показано на рис. 9.6. Типичная емкость конденсатора C для сети с частотой 50 Гц находится в диапазоне от 100 до 30 000 мкФ и зависит от тока нагрузки и требуемой степени сглаживания.

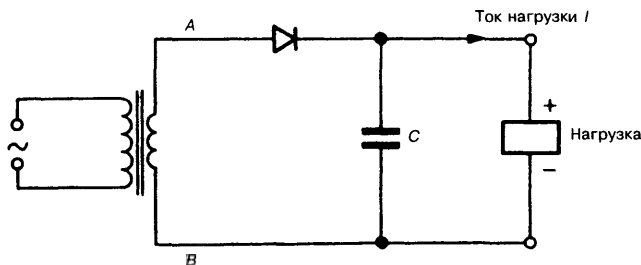


Рис. 9.6. Однополупериодный выпрямитель с накапливающим конденсатором.

Эффект сглаживания накапливающего конденсатора можно рассчитать, рассматривая интервалы заряда и разряда в сигнале, форма которого приведена на рис. 9.7. Действительная форма выходного напряжения показана сплошной линией, а его среднее значение отмечено горизонтальной пунктирной линией. Пунктиром изображены также полупериоды переменного напряжения, в пределах которых диод (в схеме без конденсатора C . — *Примеч. перев.*) проводит. Конденсатор заряжается вблизи пикового значения

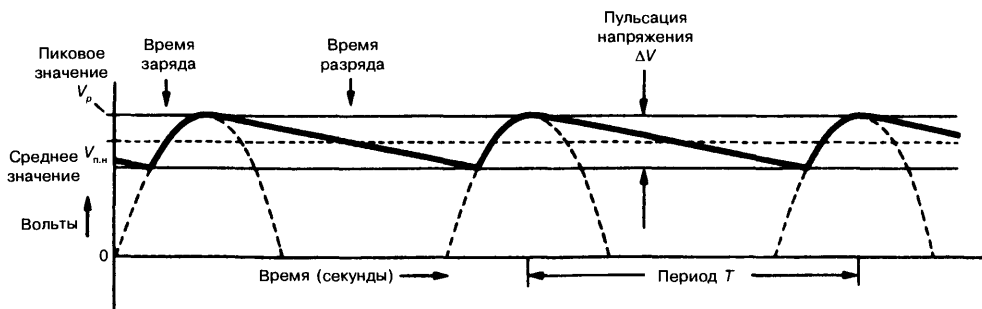


Рис. 9.7. Выходное напряжение однополупериодного выпрямителя с накапливающим конденсатором.

соответствующего полупериода переменного напряжения и затем разряжается в нагрузку в течение оставшейся части периода. Таким образом, большую часть времени ток нагрузки обеспечивается накапливающим конденсатором, а выпрямитель просто «пополняет» заряд конденсатора вблизи пиков в каждом полупериоде. Если ток нагрузки равен нулю, то конденсатор будет просто оставаться заряженным до пикового значения входного переменного напряжения V_p (равного $\sqrt{2} \times$ эфф. знач. входного напряжения).

9.3.2. Пульсации

Конечный ток нагрузки I вызывает падение напряжения накапливающего конденсатора на некоторую величину ΔV в течение периода переменного напряжения. Результирующая «шероховатость», называемая пульсациями постоянного выходного напряжения, проявляется как переменное напряжение приблизительно треугольной формы, наложенное на установившееся постоянное напряжение. Размах пульсаций, равный спаду напряжения на конденсаторе ΔV в течение периода, можно вычислить, рассматривая скорость разряда.

С этой целью мы будем пренебрегать временем заряда конденсатора и предположим, что разряд занимает время T , то есть весь период переменного напряжения. Это разумно, если пульсации малы по сравнению с постоянным выходным напряжением.

Заряд, отдаваемый накапливающим конденсатором C в течение каждого периода переменного напряжения, равен

$$\Delta Q = IT \text{ кулон,}$$

где I — средний ток нагрузки.

Спад напряжения на конденсаторе и, следовательно, размах пульсаций определяются выражением

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{IT}{C} \quad (9.1)$$

(I — ток в амперах, T — время в секундах, C — емкость в фарадах) или

$$\Delta V = \frac{1}{Cf}, \quad (9.2)$$

где f — частота переменного напряжения в герцах.

Наличие переменной составляющей, накладывающейся на постоянное напряжение, вызывает также падение среднего значения выходного напряжения $V_{п.н.}$ по мере увеличения тока нагрузки. Это показано на рис. 9.7, где V_p — пиковое напряжение на конденсаторе, почти равное амплитуде входного переменного напряжения, но, как правило, меньшее на величину около 1 В из-за падения напряжения на диоде. Разность между V_p и $V_{п.н.}$ является средним значением пульсаций, которое при треугольной форме коле-

баний равно половине полного размаха $\left(\frac{1}{2} \Delta V\right)$.

Следовательно, среднее значение выходного напряжения равно

$$V_{\text{п.н.}} \approx V_p - \frac{I}{2Cf}. \quad (9.3)$$

Выполненные вычисления, по предположению, относились к однополупериодному выпрямителю, в котором частота пульсаций та же, что и частота входного переменного напряжения. Обращаясь снова к рис. 9.4, б, а также к рис. 9.8, видим, что в случае двухполупериодного выпрямления частота пульсаций равна удвоенной частоте входного переменного напряжения.

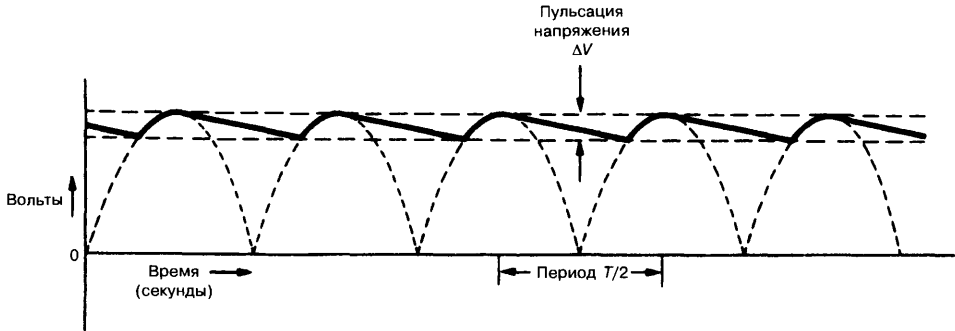


Рис. 9.8. Форма выходного напряжения в двухполупериодном выпрямителе с накапливающим конденсатором, иллюстрирующая уменьшение пульсаций напряжения по сравнению с однополупериодным выпрямителем (рис. 9.7).

Таким образом, у двухполупериодного выпрямителя полный размах пульсаций равен

$$\Delta V = \frac{I}{2Cf}, \quad (9.4)$$

где f — частота входного напряжения, а среднее значение выходного напряжения равно

$$V_{\text{п.н.}} \approx V_p - \frac{I}{2Cf} \text{ вольт.} \quad (9.5)$$

Отсюда следует, что у двухполупериодного выпрямителя пульсации вдвое меньше, чем у однополупериодного выпрямителя; поэтому уменьшение напряжения за счет пульсаций при включении нагрузки в данном случае равно половине от уменьшения напряжения в случае однополупериодного выпрямителя. По этой причине двухполупериодный выпрямитель является основным типом выпрямителя для большинства применений.

9.4. Нагрузочная способность

Поскольку выходное напряжение любого реального источника питания падает на некоторую величину, когда течет ток нагрузки, полезно задавать это падение. Обычно источник питания характеризуется *нагрузочной спо-*

способностью. Нагрузочная способность источника питания (иногда называемая стабильностью напряжения) определяется как изменение выходного напряжения, выраженное в процентах, при увеличении тока нагрузки от нуля до расчетного значения. Другой способ выражения той же самой характеристики состоит просто в определении выходного сопротивления источника $R_{\text{вых}} = \Delta V_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}$, где $\Delta V_{\text{вых}}$ представляет собой падение выходного напряжения при увеличении тока нагрузки на $\Delta I_{\text{вых}}$.

9.5. Параметры диода и конденсатора

Выбор диода и конденсатора для источника питания требует некоторого внимания. Дальнейшее изучение однополупериодного выпрямителя, схема которого приведена на рис. 9.6, проиллюстрирует это. Рассмотрим разность потенциалов на диоде, когда потенциал на выводе *A* вторичной обмотки трансформатора отрицателен. Диод не проводит ток, но накапливающий конденсатор *C*, подключенный к катоду диода, заряжен до положительного напряжения, приблизительно равного амплитуде переменного напряжения V_p . Так как задаваемый трансформатором потенциал анода диода отрицателен и равен V_p , полная разность потенциалов на диоде равна $2V_p$, и поэтому он должен быть способным выдерживать это обратное напряжение без лавинного пробоя. Величина предельно допустимого обратного напряжения диода называется *максимальным обратным напряжением* V_{RRM} .

Хотя теоретически вполне достаточно значения V_{RRM} , равного $2\sqrt{2} \times \text{эфф. знач. напряжения}$ на вторичной обмотке трансформатора, целесообразно выбирать V_{RRM} , по крайней мере, в четыре раза больше эффективного значения указанного напряжения; это связано с возможностью появления на вторичной обмотке трансформатора кратковременных импульсов напряжения в результате действия помех в силовой сети, и их величина может быть достаточно большой, чтобы вызвать пробой *p-n*-перехода.

В качестве токового параметра диода обычно принимается максимальное значение среднего тока, даваемого источником питания, хотя в действительности ток, поступающий в накопительный конденсатор в короткие интервалы времени, имеет гораздо большую величину. Большинство диодов допускают такие большие пиковые токи при условии, что они являются кратковременными, но для некоторых из диодов бывает указана максимально возможная величина емкости накапливающего конденсатора. Накапливающий конденсатор должен, конечно, иметь номинальное напряжение V_p (равное $\sqrt{2} \times \text{эфф. знач. переменного входного напряжения}$). Вероятно, менее очевидны требования, относящиеся к *току* конденсатора. В течение большей части периода переменного напряжения ток нагрузки фактически обеспечивается конденсатором, который должен выполнять свою функцию не перегреваясь. «Допустимые пульсации тока» конденсатора обычно определяются в заводских условиях и в случае электролитических конденсаторов могут составлять от 200 мА для небольших конденсаторов общего назначения до десятков ампер для больших специализированных накапливающих конденсаторов.

9.6. Схемы умножения напряжения

На рис. 9.9 показана схема, которая дает выходное постоянное напряжение, равное удвоенному значению пикового напряжения на вторичной обмотке трансформатора (при отключенной нагрузке. — *Примеч. перев.*). Фактически здесь присутствуют два отдельных однополупериодных выпрямителя, а накапливающие конденсаторы работают от одной вторичной обмотки трансформатора. Диод D_1 и конденсатор C_1 дают положительное напряжение V_p относительно вывода B , а диод D_2 и конденсатор C_2 — отрицательное напряжение V_p . Конденсаторы C_1 и C_2 , таким образом, ведут себя как две последовательно соединенные батареи, давая вместе напряжение $2V_p$.

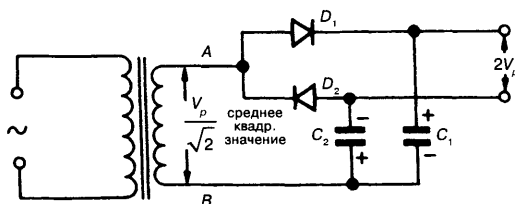


Рис. 9.9. Удвоитель напряжения.

На рис. 9.10 приведена немного другая схема удвоения напряжения: в ней один из выходов является общим с выводом B вторичной обмотки трансформатора, и это может быть достоинством в некоторых случаях. Чтобы исследовать работу этой схемы, рассмотрим последовательные полупериоды на выходе трансформатора. Когда напряжение в точке A отрицательно, а в точке B положительно, диод D_1 проводит и заряжает конденсатор C_1 до напряжения V_p ; затем, когда напряжение в точке A положительно, а в точке B отрицательно, диод D_1 закрыт, а диод D_2 проводит, деля заряд конденсатора C_1 с конденсатором C_2 и в то же самое время подключая конденсатор C_2 к выводу вторичной обмотки трансформатора с положительной полуволной напряжения, которое включается последовательно с напряжением на C_1 . Общий заряд конденсатора C_2 , таким образом, приводит к появлению на нем значительно большей разности потенциалов, чем V_p . Этот процесс продолжается несколько периодов до тех пор, пока конденсатор не зарядится до напряжения $2V_p$.

Умножитель напряжения Кокрофта—Уолтона показан на рис. 9.11 как «шестерная упряжка», но эту схему можно неограниченно продолжать и получить любой четный коэффициент умножения пикового значения вход-

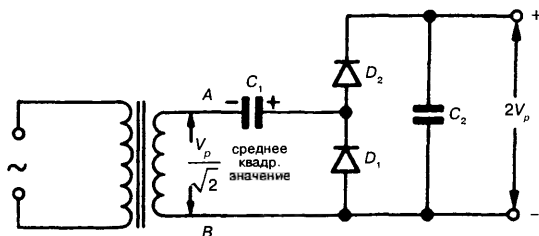


Рис. 9.10. Каскадный удвоитель напряжения.

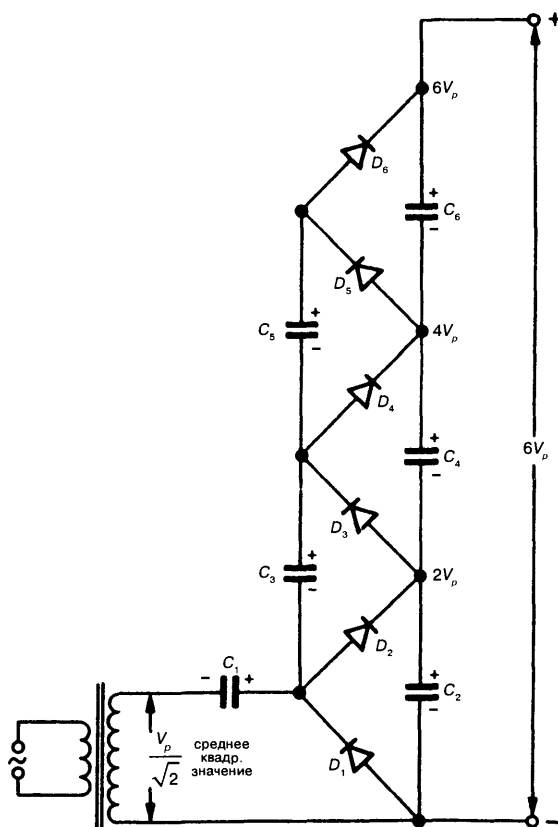


Рис. 9.11. Умножитель напряжения Кокфорта—Уолтона.

ного напряжения. Сравнение с рис. 9.10 показывает, что умножитель представляет собой ряд каскадов удвоения напряжения, включенных последовательно. Когда входное переменное напряжение подано, конденсаторы C_2 , C_4 , C_6 постепенно заряжаются, пока на каждом из них не установится напряжение $2V_p$, и, так как они соединены последовательно, выходное напряжение равно $6V_p$. Конденсаторы C_1 , C_3 , C_5 действуют как элементы связи, передавая переменное напряжения к диодам D_2 , D_4 , D_6 так, чтобы конденсаторы C_2 , C_4 и C_6 получали свой заряд.

Схемы удвоителя и умножителя напряжения хороши, когда отдают относительно малые токи в нагрузку. К таким схемам относятся высоковольтные источники питания для устройств типа электронно-лучевых трубок, фотоумножителей и счетчиков Гейгера—Мюллера. При больших нагрузках пульсации на выходе этих схем велики, а нагрузочная способность мала по двум причинам. Во-первых, накапливающий конденсатор составлен из нескольких конденсаторов, соединенных последовательно, так что его эффективная емкость уменьшена. Во-вторых, перезаряд всех конденсаторов в умножителе напряжения занимает несколько периодов переменного напряжения, в отличие от стандартного двухполупериодного выпрямителя, в котором накапливающий конденсатор перезаряжается дважды за период переменного напряжения.

9.7. Схемы фильтров

Мы уже видели, что на постоянное напряжение на накапливающем конденсаторе наложены пульсации, за исключением нетипичной ситуации, когда ток нагрузки равен нулю. В большинстве случаев, когда выпрямитель должен служить источником питания электронных схем, пульсации должны быть уменьшены. Этого можно достичь с помощью простого фильтра нижних частот, схема которого приведена на рис. 9.12.

Пульсации имеют приблизительно треугольную форму, но к ним можно применить обычную теорию переменных напряжений, рассматривая их как сумму колебания основной частоты и ряда гармоник. Точное соотношение между колебаниями основной частоты и гармониками можно найти с помощью Фурье-анализа, но при конструировании фильтров для источника питания в таких тонкостях нет необходимости. Лучше всего действовать наверняка: если колебание основной частоты достаточно ослаблено, то гармоники, имеющие более высокую частоту, станут настолько малыми, что ими можно будет пренебречь. Таким образом, пульсации можно считать синусоидальным колебанием с частотой 100 Гц для двухполупериодного выпрямителя или 50 Гц для однополупериодного выпрямителя. Пусть в случае RC -фильтра, приведенного на рис. 9.12, $V_{\text{rip(res)}}$ — эффективное значение напряжения пульсаций на накапливающем конденсаторе, а $V_{\text{rip(out)}}$ — напряжение пульсаций на выходе (с частотой f); тогда

$$V_{\text{rip(вых)}} = \frac{1/j\omega C}{R + (1/j\omega C)} V_{\text{rip(res)}} \quad (\omega = 2\pi f).$$

В большинстве случаев $R \gg 1/\omega C$, так что

$$V_{\text{rip(вых)}} \approx \frac{1/j\omega C}{R} V_{\text{rip(res)}},$$

то есть

$$\left| V_{\text{rip(вых)}} \right| \approx \frac{V_{\text{rip(res)}}}{R\omega C}. \quad (9.6)$$

Для однополупериодного выпрямления частота f равна частоте сети; в случае двухполупериодного выпрямления частота f равна удвоенной частоте сети.

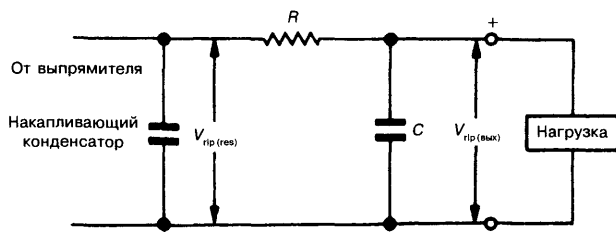


Рис. 9.12. Фильтр нижних частот для уменьшения пульсаций.

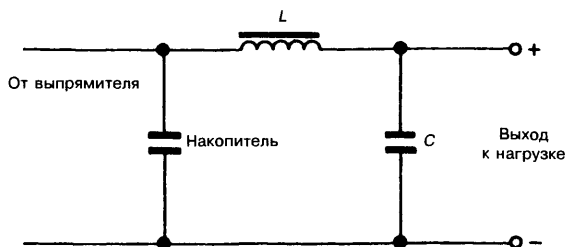


Рис. 9.13. Фильтр нижних частот с дросселем (индуктивностью).

При использовании RC -фильтра имеется одно затруднение, состоящее в том, что последовательно включенный резистор увеличивает выходное сопротивление источника, а это снижает нагрузочную способность. Дроссельно-конденсаторный (LC -) фильтр, изображенный на рис. 9.13, свободен от этого недостатка, потому что дроссель имеет большое реактивное сопротивление на частоте пульсаций, но оказывает малое сопротивление постоянному току, уменьшая, таким образом, пульсации и не сильно увеличивая выходное сопротивление.

Для LC -фильтра имеем

$$V_{\text{rip(вых)}} = \frac{1/j\omega C}{j\omega C + (1/j\omega C)} V_{\text{rip(res)}}.$$

Теперь, поскольку в большинстве случаев $\omega L \gg 1/\omega C$,

$$V_{\text{rip(вых)}} \approx \frac{1/j\omega C}{j\omega L} V_{\text{rip(res)}},$$

то есть

$$|V_{\text{rip(вых)}}| \approx \frac{1}{\omega^2 LC} V_{\text{rip(res)}}. \quad (9.7)$$

9.8. Развязка

Когда несколько каскадов схемы питаются от одного источника, может возникнуть охватывающая их нежелательная обратная связь из-за конечного выходного сопротивления источника питания. Чтобы предотвратить возникновение такой связи, нужно сделать выходное сопротивление источника достаточно малым, а это может оказаться затруднительным; обычно на практике в цепь питания каскадов усилителя с малым уровнем сигнала вводят RC -фильтры.

Включение RC -фильтров, называемое *развязкой*, дает дополнительный выигрыш, уменьшая пульсации напряжения питания в каскадах с развязкой. Пример развязки с типичными значениями параметров показан на рис. 9.14; величина R ограничена допустимым падением напряжения; затем выбирается C из условия обеспечения необходимой фильтрации. Термин «развязка» употребляют также по отношению к любому применению кон-

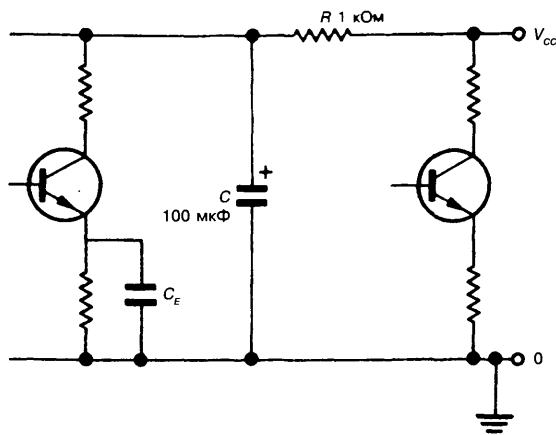


Рис. 9.14. Типичная развязка источника питания, состоящая из резистора R и конденсатора C . Другой пример развязки — конденсатор C_E шунтирующий эмиттерный резистор.

денсатора для шунтирования переменных составляющих сигнала; например, конденсатор C_E , шунтирующий эмиттерный резистор в первом каскаде на рис. 9.14, называют эмиттерным развязывающим конденсатором.

9.9. Регулируемые источники питания

9.9.1. Потенциометр

В экспериментальной электронике источники питания с регулируемым выходным напряжением являются очень полезным элементом оборудования. Простейший способ получить регулируемое выходное напряжение состоит в использовании потенциометра, например, так, как показано на рис. 9.15. Здесь источником постоянного напряжения служит батарея с напряжением 18 В, хотя с тем же успехом могли быть применены трансформатор, диод и накапливающий конденсатор. Потенциометр можно установить так, чтобы давать любое требуемое напряжение на выходе, но здесь есть серьезный недостаток: наличие потенциометра увеличивает выходное сопротивление источника, так что нагрузочная способность сильно ухудшается.

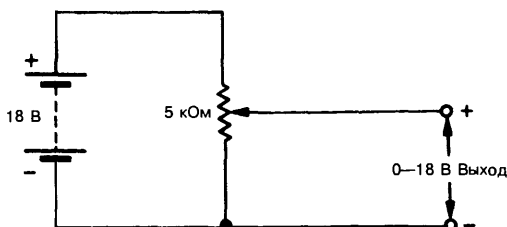


Рис. 9.15. Простейшая схема с потенциометром, обеспечивающая изменение напряжения питания.

В этом можно убедиться, собрав схему, приведенную на рис. 9.15, подключив к ее выходу вольтметр и установив потенциометром выходное напряжение равным 10 В. Если теперь к выходным клеммам подключить резистор нагрузки с сопротивлением 1 кОм, то произойдет значительное падение выходного напряжения.

Это ухудшение нагрузочной способности является следствием большого выходного сопротивления потенциометра, которое максимально, когда подвижный контакт находится около середины. (Эффективное выходное сопротивление можно рассчитать по падению выходного напряжения при подключении нагрузки 1 кОм; см. разд. 5.5.) Можно, конечно, уменьшить выходное сопротивление, применяя низкоомный потенциометр, но для того, чтобы стабильность напряжения была удовлетворительной, сопротивление потенциометра должно быть настолько малым, что на нем будет рассеиваться большая мощность, чем на нагрузке. Значительно лучшее решение состоит в уменьшении выходного сопротивления с помощью эмиттерного повторителя, как это описано в следующем разделе.

9.9.2. Эмиттерный повторитель в схемах источников питания

Рассмотрим схему на рис. 9.16. Как и прежде, потенциометр обеспечивает регулировку напряжения, но в то же время выходное сопротивление уменьшено благодаря собранному на транзисторе эмиттерному повторителю. Эффективность эмиттерного повторителя можно оценить экспериментально, снова подключая к выходу нагрузку 1 кОм и сравнивая падение напряжения с предыдущим случаем. Выходное сопротивление уменьшается на величину, равную коэффициенту усиления тока транзистора h_{FE} . Нагрузкой в эмиттере транзистора является реальная нагрузка источника питания; выходное напряжение на нагрузке равно напряжению, приложенному к базе, минус падение напряжения между базой и эмиттером, равное примерно 0,6 В. С учетом положения в схеме источника питания транзистор эмиттерного повторителя иногда называют *проходным* транзистором.

Конечно, необходимо позаботиться о том, чтобы не были превышены ни максимально допустимый ток, ни максимально допустимая мощность транзистора в эмиттерном повторителе. В случае применения транзистора BC107 максимальный ток равен 300 мА, но более серьезным ограничением является максимальная рассеиваемая мощность, которая составляет только 360 мВт. Мощность, рассеиваемая в транзисторе, определяется как произ-

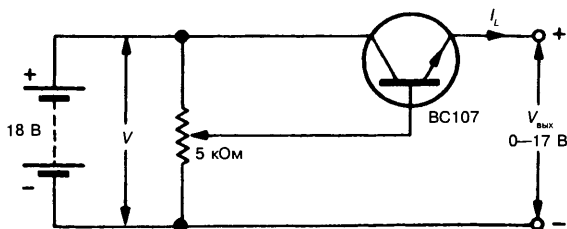


Рис. 9.16. Эмиттерный повторитель понижает выходное сопротивление потенциометра.

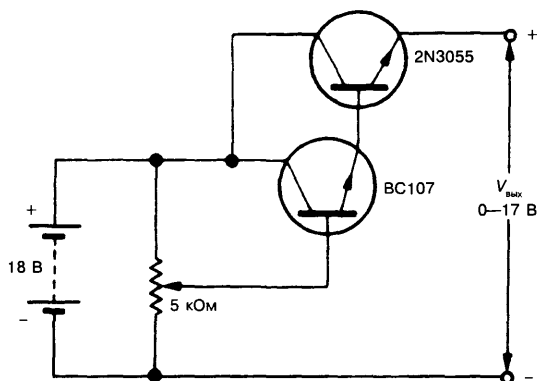


Рис. 9.17. Применение схемы Дарлингтона с мощным транзистором для получения большого выходного тока.

ведение тока нагрузки на падение напряжения на транзисторе. Например, используя обозначения, указанные на рис. 9.16, видим, что мощность, рассеиваемая транзистором, равна

$$W = I_L(V - V_{\text{вых}}) \text{ ватт.}$$

Таким образом, если $I_L = 20 \text{ мА}$, $V = 18 \text{ В}$ и $V_{\text{вых}} = 3 \text{ В}$, то

$$W = 20 \times (18 - 3) \text{ мВт} = 300 \text{ мВт.}$$

При заданном токе нагрузки мощность, рассеиваемая в транзисторе, тем выше, чем ниже выходное напряжение. Обычно бывает полезно добавить мощный транзистор, чтобы образовать схему Дарлингтона, как это показано на рис. 9.17. Здесь выходное сопротивление еще меньше благодаря усилению тока дополнительным транзистором. Например, если выходное сопротивление потенциометра порядка 1 кОм при полном его сопротивлении 5 кОм , то оно будет поделено на величину, равную произведению коэффициентов усиления тока транзисторов (примерно 200 для транзисто-

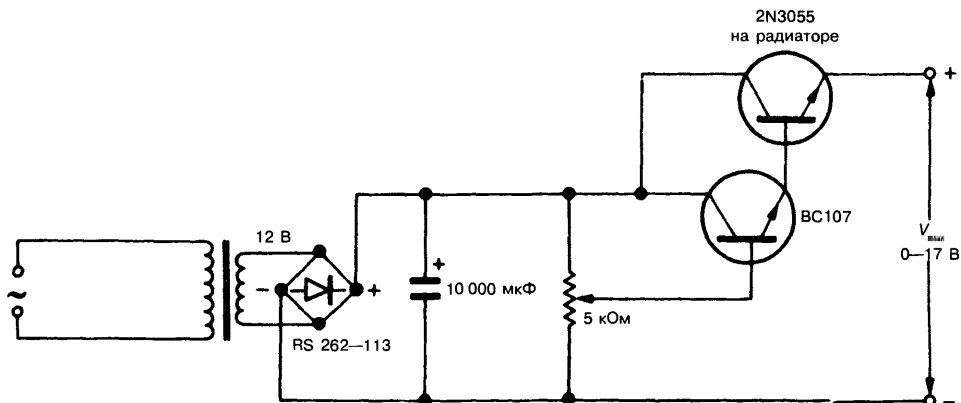


Рис. 9.18. Регулируемый источник питания, работающий от сети (максимальный ток в нагрузке 2 А).

ра BC107 и 30 для транзистора 2N3055). Тогда, согласно простому расчету, выходное сопротивление равно

$$R_{\text{вых}} = \frac{1000}{200 \times 30} \text{ Ом} \approx \frac{1}{6} \text{ Ом}.$$

Практически фактором, ограничивающим выходное сопротивление, является эмиттерное сопротивление выходного транзистора и внутреннее сопротивление батареи.

Мощный транзистор 2N3055 (аналог КТ819ГМ. — *Примеч. перев.*) может рассеивать около 3 Вт, но его допустимая рассеиваемая мощность значительно возрастает, когда этот транзистор размещен на теплоотводе (см. разд. 9.11). Чтобы получить регулируемый источник питания общего назначения для применений в экспериментах (рис. 9.18), напряжение на вход схемы, приведенной на рис. 9.17, можно подать от трансформатора, диодного моста и накапливающего конденсатора.

9.10. Стабилизаторы напряжения

9.10.1. Вступление

Обсуждавшиеся до сих пор схемы с регулируемым напряжением имеют один общий недостаток. Независимо от того, насколько велик коэффициент усиления тока, обеспечиваемый эмиттерным повторителем, существует предел достижимой нагрузочной способности, который устанавливается внутренним сопротивлением схемы, состоящей из трансформатора и диода, и емкостью накапливающего конденсатора.

Кроме того, любая флуктуация напряжения сети будет полностью передаваться на выход, так что даже в том случае, когда нагрузка остается постоянной, выходное напряжение будет меняться. Эти ограничения оказываются преодоленными в схемах, называемых стабилизаторами напряжения.

9.10.2. Базовая схема стабилизатора со стабилитроном

В гл. 1, где рассматривался пробой смещенного в обратном направлении *p-n*-перехода, было упомянуто, что в стабилитронах или лавинных диодах для искусственного получения малых напряжений пробоя применяется высокая степень легирования. На рис. 9.19 показана типичная характеристика стабилитрона, у которой пробой наступает при напряжении 5 В.

В режиме пробоя разность потенциалов на диоде остается почти постоянной при изменении тока в широком диапазоне; это свойство используется в простейшей схеме стабилизатора напряжения, изображенной на рис. 9.20. Здесь выходное напряжение равно разности потенциалов на диоде и поэтому постоянно при изменении входного напряжения в широких пределах.

Заметим, что входное напряжение стабилизатора должно быть по крайней мере на два или три вольта выше, чем требуемое выходное напряжение, чтобы задать соответствующий ток через стабилитрон, при котором обеспечивается его работа в режиме пробоя.

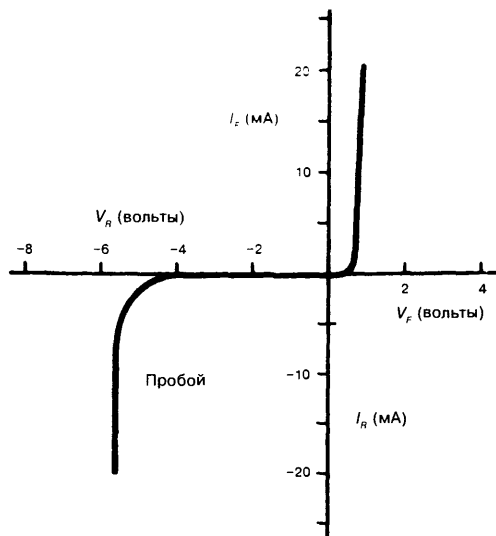


Рис. 9.19. Типичная характеристика стабилитрона.

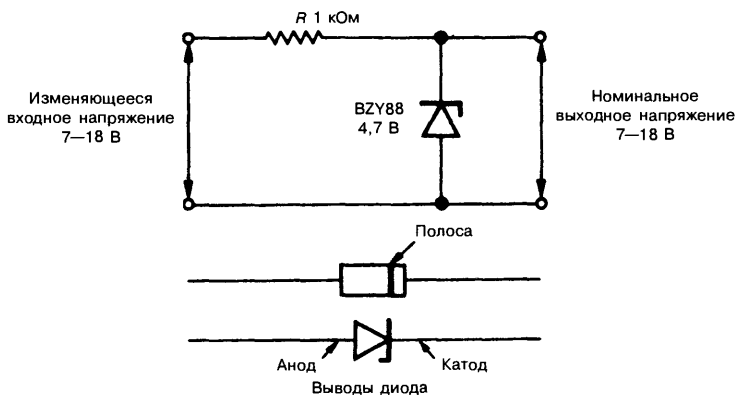


Рис. 9.20. Простейшая схема стабилизатора напряжения со стабилитроном.

9.10.3. Коэффициент стабилизации

Степень стабилизации, которую обеспечивает данная схема, можно охарактеризовать коэффициентом стабилизации, равным отношению изменения входного напряжения в процентах к вызываемому им изменению выходного напряжения в процентах. Значит,

$$\text{коэффициент стабилизации} = \frac{\% \text{ изменения входного напряжения}}{\% \text{ изменения выходного напряжения}}.$$

Простейший стабилизатор со стабилитроном, подобный изображенному на рис. 9.20, обычно дает коэффициент стабилизации между 5 и 20, в то время как некоторые более сложные интегральные регуляторы дают коэффициент стабилизации больше 1000. Другим параметром, который опреде-

ляет степень стабилизации, является *сквозная стабилизация* или *коэффициент нестабильности* по отношению к входному напряжению. Сквозную стабилизацию можно определять по-разному, но чаще всего используют следующее отношение:

$$\text{коэффициент нестабильности} = \frac{\text{изменение выходного напряжения}}{\text{изменение входного напряжения}} \times 100 \, \%.$$

В отличие от коэффициента стабилизации этот параметр не учитывает, что сами входное и выходное напряжения, возможно, различаются; например, входное напряжение 25 В может давать на выходе 15 В. Однако это существенное различие никак не отражается на результате. Поэтому подобное сравнение изменения низковольтного выходного напряжения с изменением напряжения в сети вводит в заблуждение: так, можно ошибочно заключить, что понижающий трансформатор сам по себе оказывает значительное стабилизирующее действие! Типичная величина коэффициента нестабильности для хорошо стабилизированных источников составляет 0,01 %. Согласно другому определению коэффициента нестабильности оно равно отношению изменения выходного напряжения в процентах к заданному в процентах изменению входного напряжения. Если это определение применяется в случае, когда изменение входного напряжения составляет 10 %, как это часто бывает, то коэффициент нестабильности можно следующим образом выразить через коэффициент стабилизации (КС):

$$\text{коэффициент нестабильности} = \frac{10}{\text{КС}} \, \%.$$

Сравнивая достоинства тех или иных источников питания, важно обратить внимание на способ, примененный для выражения стабилизирующей способности, поскольку различные производители используют разные методы, так что результаты, строго говоря, нельзя сравнивать.

9.10.4. Недостатки простой схемы со стабилитроном

Конечно, стабилитрон не является безупречным стабилизатором. Если мы внимательно рассмотрим характеристику пробоя, то увидим, что она имеет конечный наклон, как это показано на рис. 9.21. Другими словами, разность потенциалов несколько растет с увеличением тока, протекающего через диод. Этот эффект очень заметен при малых токах, и для большинства маломощных стабилитронов необходимо, чтобы протекающий через них ток был по крайней мере равен 5 мА, а предпочтительнее 20 мА, только в этом случае получается наилучшая стабилизация. Чтобы выразить зависимость напряжения на стабилитроне от тока, используется представление о динамическом сопротивлении стабилитрона. Согласно рис. 9.21,

$$\text{динамическое сопротивление } r_s = \frac{\Delta V}{\Delta I}.$$

Стабилитрон можно рассматривать как батарею, имеющую э.д.с. холостого хода V_z и внутреннее сопротивление r_s . Конечно, это весьма необычная

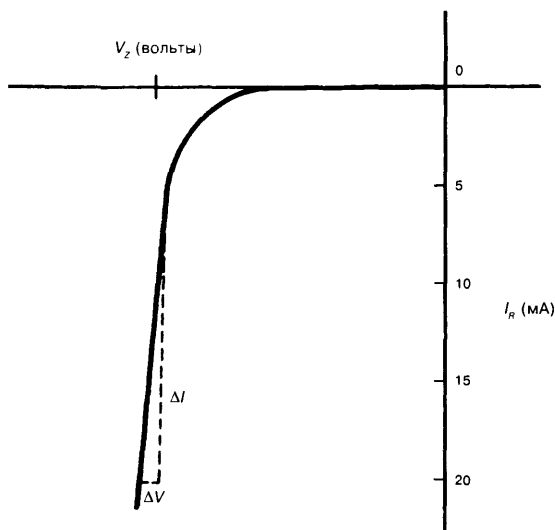


Рис. 9.21. Вид типичной характеристики стабилитрона с учетом ее наклона в режиме пробоя.

батарея: в нее всегда должен втекать ток, чтобы поддерживалась ее э.д.с. Эта идея использована в эквивалентной схеме, показанной на рис. 9.22, которая является другим способом представления простейшего стабилизатора, изображенного на рис. 9.20.

Видно, что полный ток I , текущий от источника на входе, разветвляется по двум направлениям: на ток I_Z текущий через стабилитрон, и на ток I_L , текущий в нагрузку.

Ток I определяется по закону Ома:

$$I = \frac{V_{\text{вх}} - V_{\text{ввых}}}{R}$$

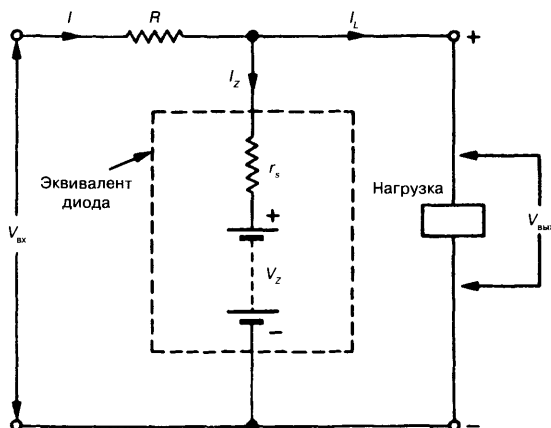


Рис. 9.22. Эквивалентная схема стабилизатора со стабилитроном, изображенного на рис. 9.20.

и, поскольку $V_{\text{вых}} \approx V_Z$ (r_s мало по сравнению с R),

$$I \approx \frac{V_{\text{вх}} - V_Z}{R}.$$

Итак, для заданного напряжения $V_{\text{вх}}$ ток I фактически постоянен. Теперь в соответствии с первым законом Кирхгофа

$$I = I_L + I_Z$$

Таким образом, в данной схеме стабилизатора с увеличением тока нагрузки I_L ток через стабилитрон I_Z падает. При расчете необходимо позаботиться о том, чтобы даже при наибольшем токе нагрузки ток через стабилитрон был бы все еще достаточным. Этот ток должен поддерживать стабилитрон за изгибом характеристики, где начинается пробой. С другой стороны, если нагрузка отключена, то весь ток течет через стабилитрон, так что $I_Z = I$. В этом случае на диоде рассеивается большая мощность, равная

$$P_{\text{max}} \approx V_Z I_Z \approx V_Z I$$

(сопротивлением r_s снова пренебрегаем).

Выбранный стабилитрон должен быть способен рассеивать эту «ненагруженную» мощность без повреждений. Обычно номинальная мощность маломощных диодов таких серий, как BZY88 или BZX79, составляет 400 мВт, но нетрудно найти диоды с мощностью более 10 Вт. Однако, как мы увидим позже, стараются по возможности избегать применения мощных стабилитронов в схемах стабилизаторов.

До сих пор мы пренебрегали динамическим сопротивлением r_s при вычислении тока и мощности, но это сопротивление оказывает значительное влияние на выходное напряжение $V_{\text{вых}}$ (см. рис. 9.22). Хотя сопротивление r_s мало, обычно порядка 10—20 Ом для диода с напряжением стабилизации 4,7 В, небольшие изменения $V_{\text{вых}}$, обусловленные этим сопротивлением, могут оказаться значительными, когда от выходного напряжения требуется, чтобы оно было исключительно стабильным.

Во-первых, сопротивление r_s определяет нагрузочную способность, поскольку проявляется как конечное выходное сопротивление. Во-вторых, оно ограничивает коэффициент стабилизации. Изменение напряжения $V_{\text{вх}}$ вызывает соответствующее изменение тока I , а значит, и тока I_Z ; в результате изменения I_Z меняется падение напряжения на r_s , и это приводит к изменению напряжения $V_{\text{вых}}$:

$$V_{\text{вых}} = V_Z + I_Z r_s.$$

Полученные нами простые соотношения иллюстрируются на примере схемы, изображенной на рис. 9.23, в форме вопросов, которые может задать разработчик схемы, и ответов на них.

1. Какова максимальная рассеиваемая мощность на стабилитроне при напряжении $V_{\text{вх}} = 18$ В?

Максимальная мощность рассеивается диодом в отсутствие нагрузки и равна

$$P_{\text{max}} = V_Z I_Z = V_Z I,$$

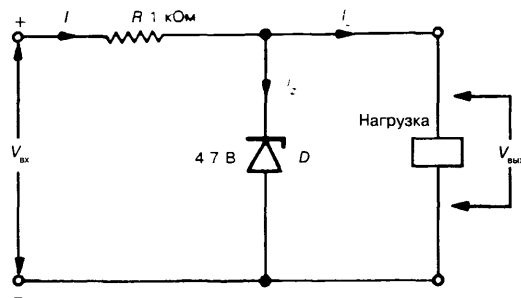


Рис. 9.23. Схема стабилизатора, используемая в вычислениях.

где

$$V_Z = 4,7 \text{ В}$$

и

$$I = \frac{V_{\text{вх}} - V_Z}{R} = \frac{18 - 4,7}{1000} \text{ А} = 13,3 \text{ мА},$$

поэтому

$$P_{\text{max}} = 4,7 \times 13,3 \text{ мВт} = 62,5 \text{ мВт}.$$

2. Какой максимальный ток нагрузки можно получить при $V_{\text{вх}} = 18 \text{ В}$? Согласно первому закону Кирхгофа,

$$\text{входной ток } I = I_L + I_Z.$$

Мы установили, что при $V_{\text{вх}} = 18 \text{ В}$ и в отсутствие нагрузки $I = 13,3 \text{ мА}$. Теперь, чтобы оказаться за изгибом характеристики пробоа маломощного стабилитрона, должно выполняться неравенство $I_Z \geq 5 \text{ мА}$.

Отсюда следует, что в нашем случае максимально возможный ток нагрузки равен

$$I_L \approx (13,3 - 5) \text{ мА} \approx 8 \text{ мА}.$$

3. Как изменится выходное напряжение ненагруженного стабилизатора при падении входного напряжения с 18 В до 9 В, если динамическое сопротивление равно 20 Ом?

Чтобы определить влияние r_s на выходное напряжение, мы должны найти изменение тока стабилитрона I_Z , вызванное уменьшением входного напряжения.

В отсутствие нагрузки и при $V_{\text{вх}} = 18 \text{ В}$ в (1) мы уже имели $I_Z = 13,3 \text{ мА}$. Теперь, без нагрузки и при $V_{\text{вх}} = 9 \text{ В}$ получим

$$I_Z = I = \frac{V_{\text{вх}} - V_Z}{R} = \frac{9 - 4,7}{1000} \text{ А} = 4,3 \text{ мА}.$$

Заметим, что на этом этапе вычислений удобно пренебречь r_s ($r_s \ll R$). Поэтому при найденном изменении тока I_Z от 13,3 до 4,3 мА и при $r_s = 20 \text{ Ом}$ падение напряжения на выходе равно

$$\text{изменение } V_{\text{вых}} = \frac{20(13,3 - 4,3)}{1000} \text{ В} = 0,18 \text{ В}.$$

Этот пример наглядно иллюстрирует стабилизирующее действие стабилитрона. Падение входного напряжения на 50 % вызывает изменение напряжения на выходе только на 0,18 В, что составляет $(0,18/4,7) \times 100\%$ или приблизительно 4 %. Коэффициент стабилизации таким образом равен 50/4 или 12,5.

4. Как изменяется выходное напряжение при увеличении тока нагрузки на 5 мА?

Увеличение тока нагрузки на 5 мА означает уменьшение тока, протекающего через стабилитрон, на 5 мА.

Таким образом, падение выходного напряжения равно

$$\text{изменение } V_{\text{вых}} = \frac{5}{1000} \times r_s = \frac{5 \times 20}{1000} \text{ В} = 0,1 \text{ В}.$$

9.10.5. Случай больших токов нагрузки

В части (2) только что рассмотренного примера мы нашли, что максимально допустимый ток нагрузки для стабилизатора со стабилитроном (см. рис. 9.23) составляет около 8 мА, любое дальнейшее увеличение нагрузки приводит к уменьшению тока диода настолько, что он не может поддерживать свое номинальное напряжение стабилизации. В большинстве случаев ток нагрузки должен быть намного больше, чем ток, который может течь через стабилитрон. Одним из путей решения этой проблемы является простое уменьшение сопротивления последовательного резистора R так, чтобы увеличился ток I , протекающий через диод и нагрузку; однако при этом необходимо обратить внимание на то, чтобы рассеиваемая диодом мощность не превышала максимально допустимой. Этот способ может повлечь за собой значительную потерю мощности и потребовать дорогих мощных стабилитронов. К счастью, имеется более элегантное решение проблемы источников питания, дающих большой ток.

Мы уже видели, что эмиттерный повторитель может применяться для уменьшения выходного сопротивления простого потенциометра (см. рис. 9.16 и 9.17). Если эмиттерный повторитель добавить к простому стабилизатору со стабилитроном, то доступный выходной ток возрастает в число раз, равное коэффициенту усиления тока транзистора. На рис. 9.24 показана такая схема. Транзистор BFY50 (аналог КТ630Г. — *Примеч. перев.*) выбран пото-

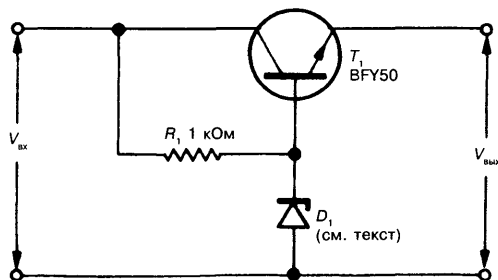


Рис. 9.24. Стабилизатор со стабилитроном и эмиттерным повторителем.

му, что способен рассеивать мощность 800 мВт, а при использовании с радиатором — 1,5 Вт. Напряжение стабилитрона D_1 выбрано в соответствии с требуемым выходным напряжением, которое будет приблизительно на 0,7 В меньше, чем напряжение на стабилитроне, из-за падения напряжения на переходе база—эмиттер транзистора. Сопротивление резистора R_1 (1 кОм) выбрано в предположении, что разность между входным и выходным напряжениями составляет около 10 В, при этом обеспечивается ток диода, равный приблизительно 10 мА. Диод может быть стандартным с мощностью рассеяния 400 мВт.

Максимально допустимый выходной ток ограничен главным образом мощностью рассеяния транзистора BFY50; при падении напряжения на нем приблизительно на 10 В выходной ток должен быть ограничен величиной 80 мА, чтобы избежать превышения допустимой мощности. Меньшее падение напряжения на транзисторе позволит выдавать большие токи.

На рис. 9.25 показана довольно мощная специализированная схема, которая обеспечивает напряжение 7,5 В для работы батарейной магнитолы от 12-вольтового автомобильного аккумулятора. Здесь потребовался мощный транзистор 2N3055, чтобы рассеивать мощность около 3 Вт; радиатор при такой мощности не обязателен, но если для размещения схемы используется металлическая коробка или шасси, то транзистор 2N3055 удобно установить именно там, чтобы уменьшить рабочую температуру. Выходное напряжение можно изменить, применяя различные стабилитроны. Например, замена стабилитрона BZY88 на другой с напряжением пробоя 3,6 В дает выходное напряжение 3 В, подходящее для Walkman'a (марка плеера. — *Примеч. перев.*).

При использовании этих простейших последовательных стабилизаторов особое внимание должно быть обращено на недопущение короткого замыкания на выходе. Если транзистор был испорчен так, что между коллектором и эмиттером у него короткое замыкание, то все входное напряжение окажется приложенным к выходу и, возможно, вызовет катастрофические последствия в питаемой схеме. Промышленные схемы обычно включают в себя датчик повышения напряжения на выходе, подключенный к тиристорному устройству, которое быстро шунтирует шину питания, сводя выходное напряжение к нулю прежде, чем оно достигнет опасного уровня.

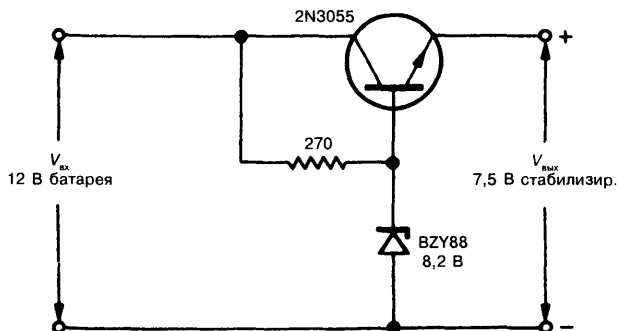


Рис. 9.25. Практическая схема стабилизатора для питания кассетного магнитофона от 12-вольтового автомобильного аппарата.

9.10.6. Улучшение стабилизации с помощью усилителя рассогласования

Комбинация стабилитрона и эмиттерного повторителя дает заметное улучшение нагрузочной способности по сравнению с одним стабилитроном, но коэффициент нестабильности не улучшается. Кроме того, тот факт, что у рассмотренных до сих пор стабилизаторов выходное напряжение фиксировано, может оказаться недостатком во многих применениях.

Стабильность напряжения можно повысить еще больше путем введения в схему усилителя для сравнения опорного напряжения стабилитрона с определенной частью выходного напряжения. Такая схема, обеспечивающая также регулировку выходного напряжения, показана на рис. 9.26. Здесь усилитель напряжения на транзисторе T_2 с резистором R_1 в качестве коллекторной нагрузки служит источником сигнала для эмиттерного повторителя на транзисторе T_1 . Напряжение на эмиттере транзистора T_1 поддерживается постоянным с помощью стабилитрона D_1 . Потенциометр R_3 и резистор R_4 подводят определенную часть выходного напряжения к базе транзистора T_2 . Поскольку потенциал эмиттера транзистора T_2 зафиксирован стабилитроном, схема сама регулирует выходное напряжение до тех пор, пока напряжение на базе транзистора T_2 не превысит напряжение стабилитрона на 0,6 В (падение напряжения на переходе база—эмиттер). Выходное напряжение можно изменять с помощью регулировочного потенциометра R_3 , устанавливая различные коэффициенты обратной связи.

В связи с тем, что ток стабилитрона в схеме на рис. 9.26 почти не зависит от тока нагрузки, нагрузочная характеристика схем этого типа может быть очень хорошей. Коэффициент нестабильности все еще ограничен конечным сопротивлением стабилитрона и может быть несколько улучшен путем подключения резистора R_2 к стабилизированному выходу, а не к нестабилизированному входу, как показано на рисунке. Дальнейшего улучшения можно достичь, заменив транзистор T_2 на дифференциальный усилитель (например, на интегральную схему 741) и применяя в эмиттерном

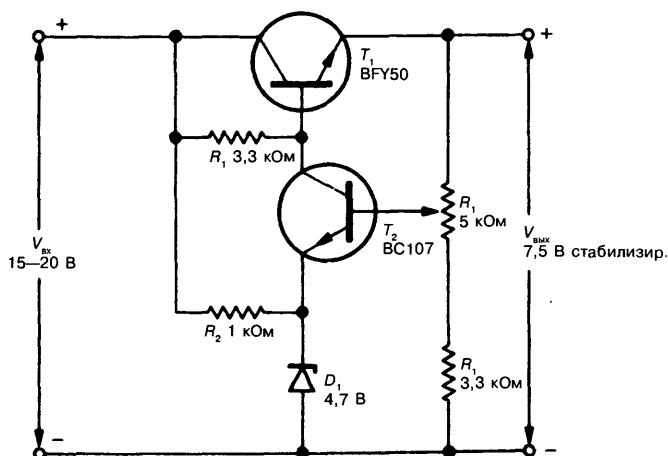


Рис. 9.26. Стабилизатор с усилителем рассогласования.

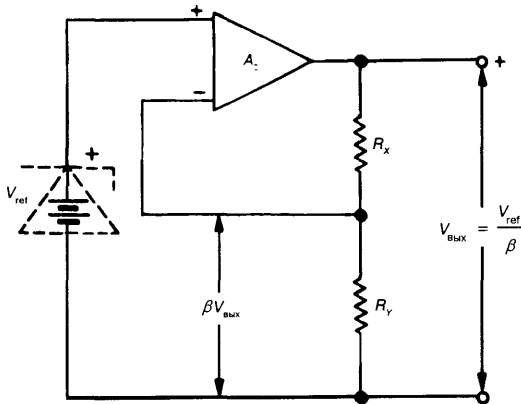


Рис. 9.27. Схема стабилизированного мощного источника питания, рассматриваемая как усилитель с отрицательной обратной связью.

повторителе схему Дарлингтона вместо одиночного транзистора T_1 . Дифференциальный усилитель практически исключает температурный дрейф напряжения, в то время как схема Дарлингтона в еще большей степени уменьшает выходное сопротивление.

Стабилизатор такого типа с усилителем рассогласования можно рассматривать просто как усилитель постоянного напряжения с очень стабильным входным напряжением, которое обеспечивается стабилитроном, и с коэффициентом отрицательной обратной связи β , который задается делителем напряжения на выходе (резисторы R_3 и R_4 на рис. 9.26). На рис. 9.27 схематически изображено такое устройство с усилителем рассогласования; в этой схеме $\beta = R_y / (R_x + R_y)$. Если A_0 очень велико, то согласно теории обратной связи, рассмотренной в разд. 4.3, имеем:

$$V_{\text{вых}} = \frac{V_{\text{ref}}}{\beta} = V_{\text{ref}} \frac{(R_x + R_y)}{R_y}.$$

Нестабилизированное входное напряжение играет роль источника питания для усилителя. Изменение напряжения этого источника не повлияет на величину напряжения $V_{\text{вых}}$, если A_0 настолько велико, что справедливо приведенное выше соотношение, и если V_{ref} строго фиксировано.

9.10.7. Стабилизаторы и уменьшение пульсаций

Применение стабилизатора напряжения весьма благотворно влияет на уменьшение пульсаций источника. Поскольку пульсации представляют собой не что иное, как быстрое периодическое изменение напряжения, они подвергаются точно такой же стабилизации, как и продолжительные изменения напряжения. Поэтому относительная величина пульсаций уменьшается в число раз, равное коэффициенту стабилизации стабилизатора. Стабилизатор вида, показанного на рис. 9.27, может дать еще большее уменьшение пульсаций, если параллельно резистору R_x подсоединить конденсатор большой емкости (обычно 10 мкФ), возвращая, таким образом, пульсации це-

ликом на вход усилителя ($\beta = 1$). В схеме со стабилитроном и эмиттерным повторителем (см. рис. 9.24) для дополнительного уменьшения пульсаций полезно параллельно стабилитрону подключить конденсатор емкостью 680 мкФ. Благодаря усилению тока эмиттерным повторителем это эквивалентно добавлению к накапливающему конденсатору дополнительного конденсатора, имеющего емкость много тысяч микрофард.

9.10.8. Стабилитрон как прецизионный источник опорного напряжения

Стабильность источника питания определяется практически только его опорным напряжением. Мы уже видели, что стабилитрон из-за конечного внутреннего сопротивления дает постоянное выходное напряжение только при постоянном токе, протекающем через него. Для получения постоянного тока имеется два обычных способа: использовать второй диод в качестве предварительного стабилизатора или применить транзистор в качестве источника стабильного тока. Схема предварительного стабилизатора показана на рис. 9.28, где стабилизатор на 10-вольтовом диоде играет роль стабилизированного источника для стабилизатора на диоде с опорным напряжением 5,6 В. Поэтому в последнем диоде течет почти постоянный ток, не зависящий от изменений входного напряжения.

На рис. 9.29 приведена схема Вильямса «с двойным кольцом» (ring of two), в которой изящно использованы биполярные транзисторы в качестве источников постоянного тока для стабилитронов. Напряжение на базе транзистора T_1 поддерживается равным 5,6 В, поэтому его эмиттерный ток устанавливается таким, чтобы напряжение на эмиттере было $5,6 - 0,6 = 5,0$ В; таким образом, эмиттерный ток транзистора T_1 равен $5,0/470$ А, или приблизительно 10 мА. Коллекторный ток транзистора T_1 , примерно равный току эмиттера, течет в стабилитрон D_1 , который, в свою очередь, определяет напряжение на базе T_2 . Это приводит к тому, что транзистор T_2 обеспечивает протекание постоянного тока 10 мА через стабилитрон D_2 . А этот стабилитрон играет роль источника опорного напряжения, которое подается на базу транзистора T_1 .

У большинства стабилитронов напряжение пробоя изменяется с температурой. Диоды с напряжением пробоя менее 5 В функционируют в основном за счет туннельного эффекта и обладают отрицательным температурным коэффициентом, то есть у них напряжение пробоя уменьшается с ростом

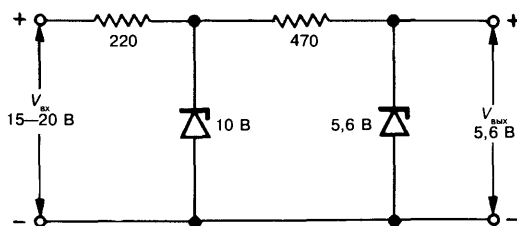


Рис. 9.28. Источник стабильного опорного напряжения с предварительным стабилизатором.

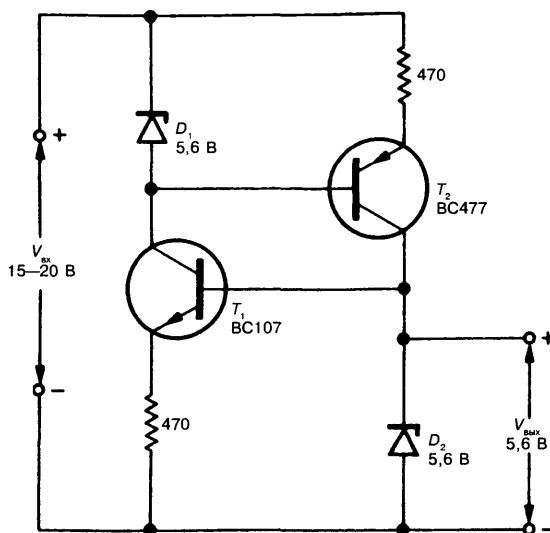


Рис. 9.29. Схема источника эталонного напряжения «с двойным кольцом», в которой транзисторы играют роль источников стабильного тока.

температуры. При напряжениях больше 6 В в пробое доминирует лавинный эффект и температурный коэффициент при этом положителен, то есть напряжение пробоя увеличивается с ростом температуры. Возникает вопрос: что происходит между этими двумя режимами, где пробой является комбинацией этих двух механизмов? Ответ состоит в том, что могут быть созданы диоды с напряжением пробоя около 5,6 или 6,2 В, действительно имеющие очень малые температурные коэффициенты; если применить такие диоды в схемах, подобных тем, что приведены на рис. 9.28 и 9.29, то можно получить столь же стабильную э.д.с., как у эталонного элемента Вестона.

9.10.9. Использование напряжения запрещенной зоны в качестве эталона

Все более широкое использование сложной электроники с батарейным питанием, такой как ноутбуки и сотовые телефоны, потребовало разработки таких схем стабилизации напряжения, которые расходуют как можно меньшую мощность. Таким схемам необходим источник опорного напряжения, который потребляет минимальный ток и обеспечивает при этом исключительно высокую стабильность в широком диапазоне температур. Для этой цели широко используется напряжение запрещенной зоны. Принцип действия таких схем основан не на эффекте Зенера или лавинного пробоя, а использует вместо этого разность потенциалов (V_{BE}) смещенного в прямом направлении транзисторного перехода база—эмиттер. На первый взгляд это кажется невероятным, потому что известно, что V_{BE} зависит от температуры.

С ростом температуры p - n -перехода в результате освобождения дополнительных неосновных носителей увеличивается обратный ток насыщения

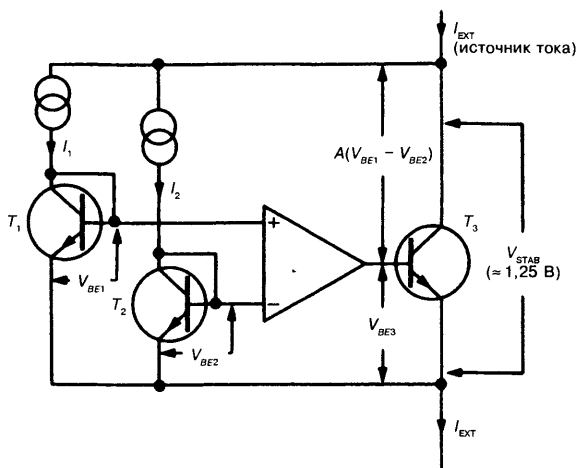


Рис. 9.30. Схематическое изображение эталонного источника, в котором используется напряжение запрещенной зоны.

I_0 , и отсюда логически вытекает уменьшение разности потенциалов на обедненном слое. Поэтому напряжение V_{BE} имеет отрицательный температурный коэффициент: при постоянном токе напряжение V_{BE} падает по мере нагревания p - n -перехода.

Эта температурная зависимость устраняется в схеме Видлара, где используется тот факт, что у p - n -переходов, работающих с различными токами, отрицательные температурные коэффициенты различны. На рис. 9.30 приведено схематическое изображение эталонного источника, в котором используется напряжение запрещенной зоны; внешним источником является более или менее постоянный ток I_{EXT} .

Через транзисторы T_1 и T_2 текут различные токи I_1 и I_2 от транзисторных источников стабильного тока. Возникающая в результате этого небольшая разность напряжений V_{BE1} и V_{BE2} с положительным температурным коэффициентом усиливается дифференциальным усилителем. Усиленное выходное напряжение $A(V_{BE1} - V_{BE2})$ устанавливается таким, чтобы быть равным по величине V_{BE3} , но с противоположным температурным коэффициентом. Результирующее выходное напряжение V_{STAB} является суммой напряжения V_{BE3} и выходного напряжения усилителя и практически не зависит от температуры. При токе I_{EXT} величиной около 1 мА типичное значение эталонного напряжения равно 1,25 В. Имеющиеся в продаже прецизионные микросхемы эталонных источников обычно рассчитаны на напряжения, кратные 1,25 В, а именно на 2,5 В, 5 В и т. д.

9.10.10. Защита от короткого замыкания

В блоки источников, как правило, бывают включены схемы автоматического ограничения тока. Делается это с целью избежать повреждения самого блока питания в случае короткого замыкания на его выходе или внешней схемы при возникновении дефекта. На рис. 9.31 показан простой вариант такой схемы, где в деталях изображены только те элементы схемы, которые непосредственно выполняют защиту от перегрузки; ради наглядности уси-

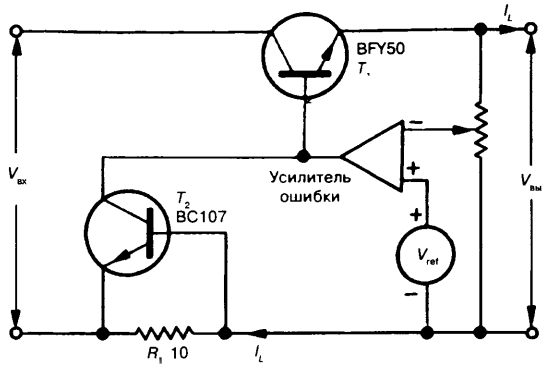


Рис. 9.31. Мощный источник питания со схемой ограничения тока, состоящей из резистора R_1 и транзистора T_2 .

литер рассогласования и источник эталонного напряжения представлены в виде блоков. На резисторе R_1 с сопротивлением 10 Ом падает напряжение $I_L R_1$, пропорциональное току нагрузки I_L (его присутствие не мешает стабилизации, поскольку он устанавливается до стабилизатора). Переход база—эмиттер транзистора T_2 непосредственно включен параллельно резистору R_1 , так что в случае, когда напряжение на этом резисторе достигает 0,6 В, транзистор T_2 начинает проводить, его коллектор тянет напряжение на базе транзистора T_1 в схеме эмиттерного повторителя вниз к потенциалу земли. Так как напряжение на базе транзистора T_1 падает, то также падает и выходное напряжение $V_{\text{вых}}$ источника питания. Если ток продолжает нарастать, то транзистор T_2 переходит в режим насыщения, напряжение на базе транзистора T_1 оказывается вблизи нуля и выходное напряжение становится равным нулю. В нашем примере $R_1 = 10$ Ом, так что необходим ток 60 мА для того, чтобы падение напряжения 0,6 В открыло транзистор T_2 ; таким образом, в нашем случае ограничение тока начинается с 60 мА. Большее значение предельного тока можно получить, уменьшив сопротивление резистора R_1 , а меньшее значение — путем увеличения R_1 .

Рассмотренная схема является примером ограничения тока на фиксированном уровне; по мере увеличения нагрузки на выходе выходной ток поддерживается на заданном максимальном значении. Можно незначительно усложнить схемы, чтобы получить ограничение тока «с возвратом» или «со свертыванием», когда при превышении максимального допустимого тока включается схема защиты и уменьшает выходной ток до безопасной величины, которая намного меньше, чем предельно допустимое значение. В этом случае для того, чтобы восстановить выходное напряжение, иногда необходимо совсем отключить нагрузку. Такая конструкция обеспечивает гораздо лучшую защиту, чем схема с фиксированным током, поскольку мощность, рассеиваемая схемой при перегрузке, очень сильно уменьшается.

9.10.11. Стабилизаторы в интегральном исполнении

Два основных элемента схемы стабилизатора, а именно источник эталонного напряжения и усилитель напряжения, можно легко объединить в одной интегральной схеме (ИС), получая в результате чрезвычайно хорошую

стабилизацию, малые габариты и простоту использования. Создано много таких стабилизаторов для ряда фиксированных выходных напряжений; например, стабилизаторы с напряжением 5 В для логических схем или 15 В для операционных усилителей. На рис. 9.32 приведена схема, в которой применена ИС 7805 (аналог К142ЕН5А. — *Примеч. перев.*), обеспечивающая стабильное 5-вольтовое питание, необходимое для логических ИС. Максимальный допустимый ток нагрузки равен 1 А, а коэффициент неустойчивости и нагрузочная способность составляют 0,2 %.

ИС 7805 следует использовать с теплоотводом, когда необходим полный предельно допустимый ток 1 А. В схеме применено ограничение тока «со свертыванием», так что ток короткого замыкания оказывается меньше 750 мА. Если ток нагрузки не превышает 100 мА, то в схеме возможна некоторая экономия: емкость конденсатора C можно уменьшить до 1000 мкФ, трансформатор может быть стандартным накаливым трансформатором на 6,3 В и нет необходимости устанавливать стабилизатор на теплоотвод.

Если требуется выходное напряжение 12 В, то может подойти ИС 7812 (аналог К142ЕН8Б. — *Примеч. перев.*). В этом случае необходимо, чтобы нерегулируемый источник давал напряжение не менее 14,5 В. Аналогично ИС 7815 (аналог К142ЕН8В. — *Примеч. перев.*) дает выходное напряжение 15 В при входном напряжении не менее 17,5 В. Максимально допустимое входное напряжение для ИС 7812 и 7815 равно 30 В, а для ИС 7805 — 25 В. В 78-й серии имеются ИС и на другие выходные напряжения, а микросхемы 79-й серии позволяют получать соответствующие отрицательные напряжения.

В сложных электронных установках, таких как телефонные коммутаторы, содержащих десятки или даже сотни печатных плат, при размещении

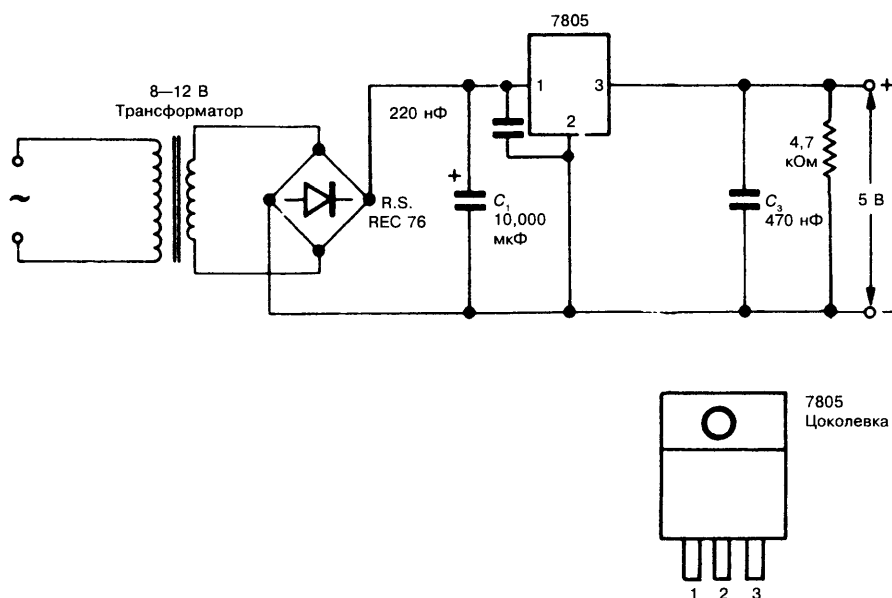


Рис. 9.32. Стабилизированный 5-вольтовый источник питания на основе стабилизатора в интегральном исполнении.

источников питания возникают две проблемы, вызванные длинными подводящими проводами: как сохранить низкое сопротивление источников и как избежать взаимного влияния между схемами. Обычный способ решения этой проблемы состоит в том, что на каждой плате размещается интегральный стабилизатор на фиксированное напряжение, а нестабилизированные или грубо стабилизированные источники распределяются так, чтобы каждый участок схемы имел индивидуально стабилизированный источник питания. Это оказывается экономически возможным, поскольку стоимость интегрального стабилизатора всего лишь одного порядка со стоимостью большого электролитического конденсатора. Все стабилизаторы требуют, чтобы рекомендации производителей в отношении развязки и заземления тщательно выполнялись. При компоновке схемы выводы развязывающих конденсаторов желательно сделать короткими, иначе в схеме возможна неустойчивость (возникновение высокочастотных колебаний).

Микросхема $\mu A723$ или LM123 является полезным и широко известным интегральным стабилизатором с отдельными выводами от различных внутренних точек схемы, так что на ее основе можно построить много разных стабилизаторов. На рис. 9.33 показана базовая схема на ИС $\mu A723$, позволяющая устанавливать выходное напряжение от 7 до 27 В. Микросхема $\mu A723$ содержит следующие основные элементы стабилизатора.

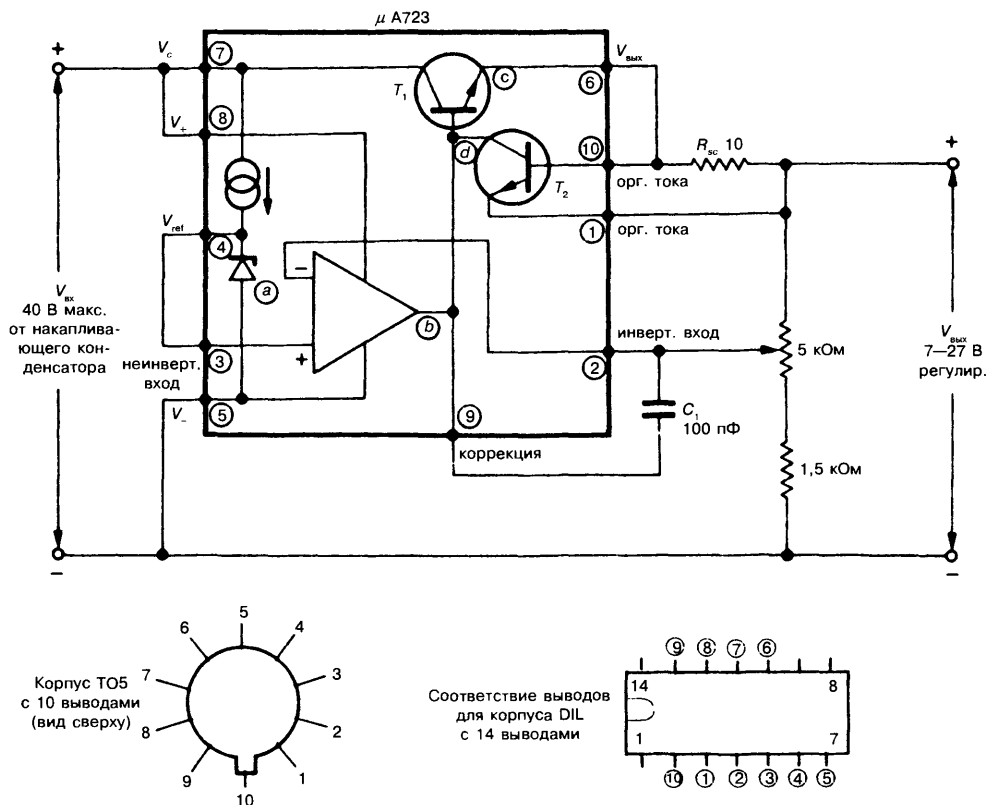


Рис. 9.33. Регулируемый в пределах от 7 до 27 В источник питания на основе ИС $\mu A723$ (LM123).

1. Опорный стабилитрон. Ток в него, как условно показано на рис. 9.33, поступает от источника постоянного тока. Этот диод фактически включен в усилитель с обратной связью, который служит для уменьшения выходного сопротивления стабилитрона.

2. Усилитель рассогласования. Оба входа — инвертирующий и неинвертирующий выведены наружу. Конденсатор коррекции C_c уменьшает коэффициент усиления в области высоких частот, чтобы избежать неустойчивости на высоких частотах, которая возникает в системе с большим коэффициентом обратной связи β .

3. Эмиттерный повторитель на транзисторе средней мощности T_1 . Этим транзистором ограничивается мощность, которую способен рассеивать стабилизатор. В данном случае максимально допустимая мощность рассеяния составляет 600 мВт, но она может быть увеличена при подключении внешнего транзистора.

4. Транзистор T_2 , ограничивающий ток, реагирует на разность потенциалов на резисторе R_{sc} и начинает проводить, когда она достигает величины 0,6 В. Когда T_2 проводит, переход база—эмиттер у транзистора T_1 в схеме эмиттерного повторителя оказывается замкнутым накоротко, запирая транзистор T_1 и выключая источник питания. При сопротивлении резистора $R_{sc} = 10$ Ом, как было показано, предельное значение тока равно 60 мА. Максимальный ток, который может обеспечить эта микросхема, равен 150 мА, но это при условии, что рассеиваемая мощность не превосходит 600 мВт. Другими словами, выходной ток 150 мА можно допустить только в том случае, когда разность напряжений между входом и выходом равна $600/150 = 4$ В, в то время как при токе 60 мА возможна разность напряжений 10 В без превышения максимально допустимой рассеиваемой мощности.

На рис. 9.34 показано, как можно использовать мощный внешний транзистор для увеличения допустимой мощности рассеяния в стабилизаторе на микросхеме $\mu A723$; при включении этого транзистора в схеме образуется дополнительный эмиттерный повторитель.

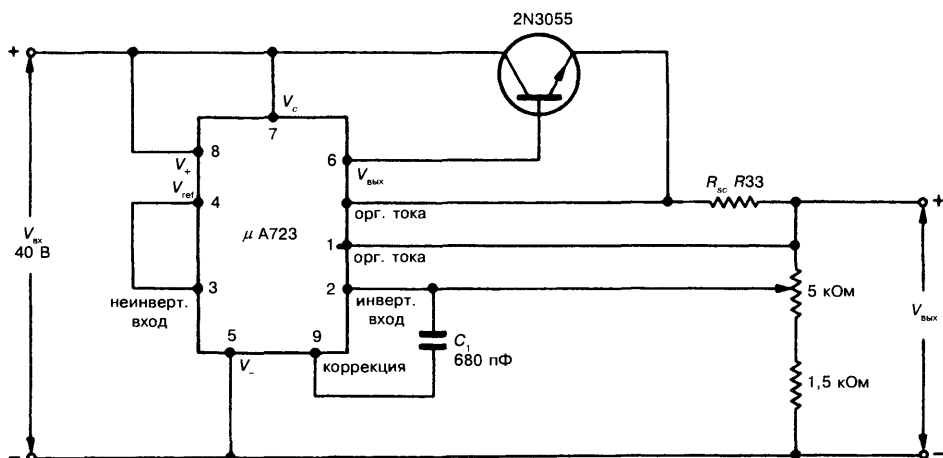


Рис. 9.34. Включение мощного внешнего транзистора для увеличения выходного тока стабилизатора $\mu A723$.

С указанным на рисунке транзистором 2N3055 можно получить ток больше 2 А, а максимальная рассеиваемая мощность достигает 30 Вт, если транзистор используется с большим радиатором. Поскольку мощный транзистор вносит дополнительный сдвиг фаз на высоких частотах, емкость корректирующего конденсатора увеличена со 100 до 680 пФ.

9.11. Охлаждение транзистора

9.11.1. Теплоотводы

В малосигнальных схемах транзисторы редко рассеивают мощность более 100 мВт. Распространение тепла вдоль проводников и конвекция от корпуса транзистора в окружающий воздух оказываются достаточными, чтобы избежать перегрева *p-n*-перехода.

Транзисторы, на которых рассеиваются большие мощности, — в эмиттерных повторителях мощных источников питания и в выходных каскадах усилителей мощности — требуют специальных средств для отвода тепла. Обычно *теплоотводы* (радиаторы) используются с транзисторами, которые приспособлены для работы с радиаторами. На рис. 9.35, *а* изображен гофрированный металлический радиатор, который удваивает рассеяние тепла транзистором в корпусе TO5, например, транзистором BFY50. Мощный транзистор (рис. 9.35, *б*) в корпусе TO3 монтируется на массивном ребристом радиаторе. Установленный таким образом транзистор допускает рассеяние мощности 30 Вт; без теплоотвода рассеиваемая мощность ограничена 3 Вт.

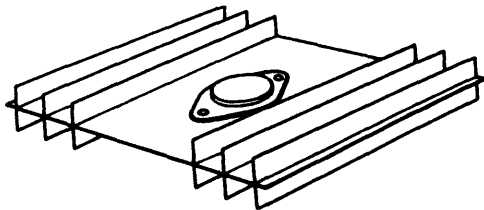
*а**б*

Рис. 9.35. Радиаторы.

9.11.2. Электрическая изоляция

Корпус радиатора обычно привинчивается непосредственно к заземленному металлическому шасси или к корпусу прибора, или в некоторых случаях шасси само может служить теплоотводом. Во всех этих случаях необходимо помнить, что корпус транзистора обычно соединен с коллектором, и поэтому необходима электрическая изоляция между корпусом транзистора и радиатором. Слюдяные или лавсановые шайбы обеспечивают изоляцию без значительного уменьшения теплопроводности. Силиконовая смазка, нанесенная на каждую сторону шайбы, гарантирует хороший тепловой контакт.

9.11.3. Тепловое сопротивление

Качество теплоотвода обычно выражается величиной теплового сопротивления, которое учитывает тот факт, что скорость распространения тепла пропорциональна разности температур между источником тепла и внешней средой (сравните с электрическим сопротивлением, в котором скорость движения заряда пропорциональна разности потенциалов. [Только с очень большой натяжкой можно уподобить электрический ток скорости движения зарядов. — *Примеч. перев.*]).

Как это часто бывает с физическими понятиями, единица теплового сопротивления (градусы Цельсия на ватт) подает хорошую идею для его формального определения, которое выглядит так:

$$\text{тепловое сопротивление } \theta = \frac{\text{разность температур}}{\text{рассеиваемая мощность}}.$$

Другими словами, корпус теплоотвода, имеющий тепловое сопротивление $3^\circ\text{C}/\text{Вт}$, при рассеиваемой мощности 30 Вт будет нагреваться до температуры на $3 \times 30^\circ\text{C} = 90^\circ\text{C}$ выше температуры окружающей среды.

Полную картину установившегося теплового равновесия между транзистором и окружающей средой дает тепловая схема, приведенная на рис. 9.36. Тепловая мощность P , выделяемая транзистором, рассматривается как «генератор теплового тока», который создает разность температур на различных тепловых сопротивлениях в системе.

Максимально допустимая температура p - n -перехода обычно составляет 150°C , а температуру окружающей среды можно принять равной 50°C — это температура, при которой допускается работа электронной аппаратуры общего назначения.

Производители транзисторов указывают безопасную максимальную температуру корпуса для своих транзисторов (часто 125°C), в этом случае θ_{JC}

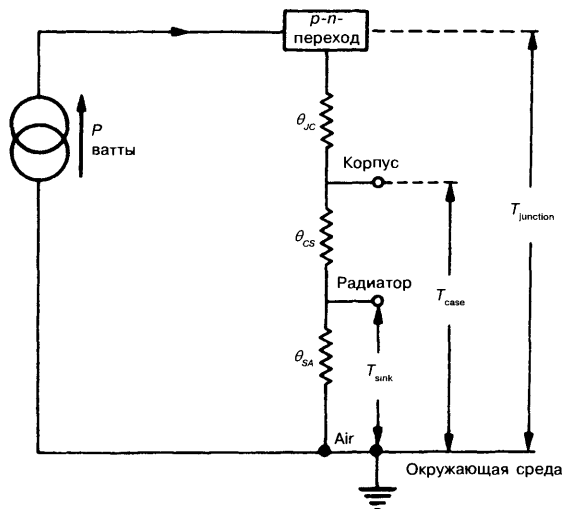


Рис. 9.36. Тепловая схема транзистора и его окружения.

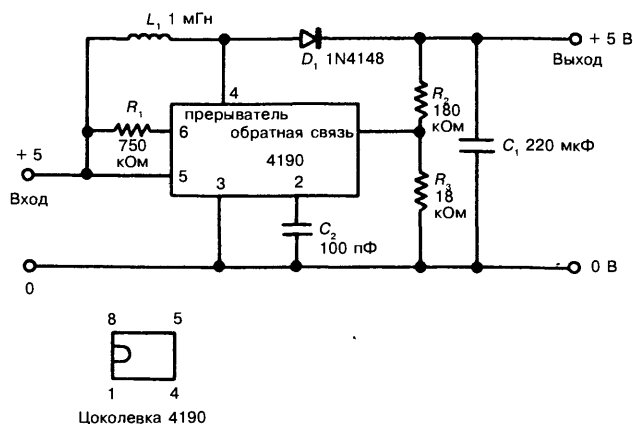


Рис. 9.38. Стабилизированный импульсный преобразователь постоянного напряжения с повышением напряжения.

торое имеется на платах с логическими схемами величиной 5 В, но где для какой-то конкретной схемы нужно двухполярное питание ± 5 В. В схеме на рис. 9.37 применен триггер Шмитта 74НС14, охваченный положительной обратной связью с постоянной времени $R_1 C_1$, в результате чего в схеме возникают колебания с частотой около 20 кГц.

Затем с помощью диодов D_1 и D_2 и конденсаторов C_1 и C_2 , которые действуют как накопители заряда, полученное переменное напряжение выпрямляется, в результате чего образуется выходное напряжение, примерно равное -5 В. Стабилизация оказывается удовлетворительной при выходных токах величиной несколько миллиампер.

С помощью импульсной схемы можно преобразовать постоянное напряжение в постоянное с повышением напряжения, используя соответствующую индуктивность или повышающий трансформатор. В качестве примера на рис. 9.38 показана схема, в которой используется специальная ИС импульсного преобразователя типа RC4190N и которая позволяет повысить напряжение с 5 до 15 В при токе нагрузки 25 мА. У этой схемы к.п.д. равен 85 %, коэффициент неустойчивости — 0,04 %, нагрузочная способность — 0,2 %. Рабочую частоту можно выбрать от 100 Гц до 75 кГц: в нашем примере она равна 25 кГц. Повышение напряжения происходит за счет противо-э.д.с. в индуктивности L , которая представляет собой простой радиочастотный дроссель с индуктивностью 1 мГн, включенный между источником напряжения и прерывателем. В противоположность этому понижающему преобразователю в понижающей схеме индуктивность включается между прерывателем и выходом, где она действует как элемент делителя напряжения и как элемент фильтра.

На рис. 9.39 показаны четыре основные конфигурации схем импульсных источников питания. В каждой схеме в результате исчезновения магнитного поля в катушке индуктивности возникает выходная э.д.с. Трансформатор обратного хода, изображенный на рис. 9.39, z , своим названием обязан применению в генераторе строчной развертки телевизоров, где он используется для создания высоковольтного напряжения; он позволяет получать изолированное выходное напряжение.

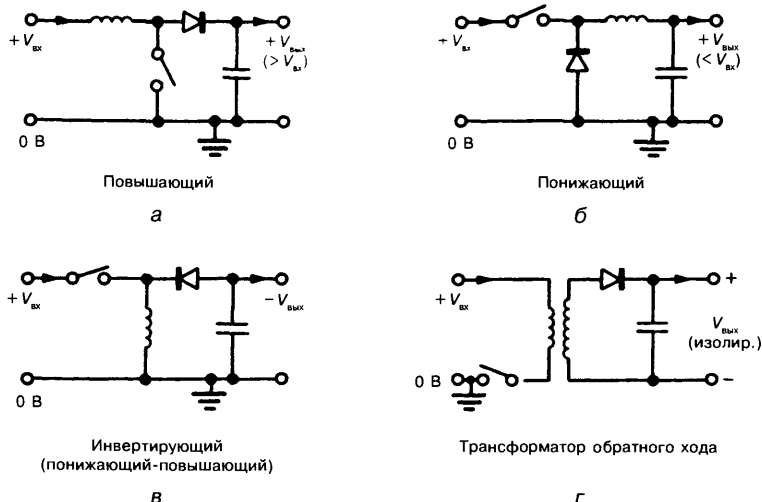


Рис. 9.39. Четыре конфигурации импульсных источников питания.

Стабилизация импульсных источников питания осуществляется, как обычно, путем сравнения выходного напряжения с опорным, но вместо рассеяния мощности в проходном транзисторе применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), то есть изменяется коэффициент заполнения в последовательности импульсов, поступающих в индуктивность и диод, так, как это делается в тиристорных схемах регулирования переменного напряжения, рассматриваемых в следующем подразделе. Существует широкий спектр специализированных интегральных схем импульсных стабилизаторов, работающих обычно с входными напряжениями до 50 В и регулируемые выходными напряжениями от 5 до 40 В. Наибольший к.п.д. — выше 80 % — реализуется у них при токах более 10 А. Как и у линейных стабилизаторов, добавление мощных внешних транзисторов позволяет управлять большими мощностями.

9.12.2. Импульсные источники

с непосредственным питанием от сети

Прерывание с высокой частотой входного напряжения сети переменного тока позволяет значительно сократить вес и габариты, а также повысить к.п.д. В импульсных источниках с непосредственным питанием обычно переменное напряжение сети с частотой 50 Гц выпрямляется, и с помощью высоковольтных переключающих транзисторов или тиристоров производится прерывание полученного напряжения с высокой частотой (обычно 20 кГц — 2 МГц). Именно в этом месте регулируется коэффициент заполнения, чтобы получить требуемую стабилизацию. Полученное колебание теперь можно сразу выпрямлять, в результате чего получается стабильное постоянное выходное напряжение. Но во многих случаях все же необходим трансформатор, изолирующий сеть от постоянного выходного напряжения, однако, поскольку частота высокая, трансформатор обычно изготавливается на ферритовых сердечниках и оказывается легким и компактным. На-

капливающие конденсаторы также относительно малы, поскольку частота пульсаций очень высокая.

Здесь уместно сделать предупреждение. Хотя импульсные источники питания с прямым питанием от сети благодаря указанным выше достоинствам все чаще используются в промышленной аппаратуре, их практическое конструирование выходит за рамки этой книги. Имеется не только очевидный риск с точки зрения безопасности, связанный с макетированием и испытанием схемы, но еще необходимы специальные заградительные фильтры на сетевом входе, чтобы предотвратить проникновение электромагнитных помех в сеть. Существенна также защита от кратковременных высоковольтных «пигов» напряжения на входе, чтобы избежать пробоя переключающих транзисторов, в результате которого они выходят из строя.

9.13. Управление мощностью с помощью тиристоров, транзисторов и симисторов

9.13.1. Общие сведения о тиристоре

Рассмотрение источников питания и регуляторов мощности не будет полным, если не сказать о *тиристорах* — полупроводниковых переключателях, обладающих как высоким напряжением пробоя, так и очень большим коэффициентом усиления тока. Слово «тиристор» происходит от греческого *thyra*, означающего «дверь», и указывает на то, что он может быть или открыт, или закрыт. Другое название у этого прибора — *кремниевый управляемый вентиль* (КУВ). Последнее название указывает на то, что тиристор ведет себя как диод с дополнительной возможностью управлять мощностью, направляемой в нагрузку.

Тиристор не будет проводить до тех пор, пока не протечет импульс тока в цепи запуска. Если запуск произошел, то в действие вступает регенеративный процесс, и тиристор продолжает проводить до тех пор, пока источник напряжения не будет удален. Рисунок 9.40 иллюстрирует это свойство на простой схеме, где выпрямляется некоторая часть входного переменного напряжения. Проводящее состояние тиристора не наступает до тех пор, пока импульс тока не протечет от управляющего электрода к катоду; поэтому фаза последовательности запускающих импульсов по отношению к переменному напряжению источника определяет долю периода, в пределах которой открывшийся тиристор пропускает сигнал. Тиристор автоматически выходит из состояния проводимости в конце каждого полупериода, поскольку входное напряжение уменьшается до нуля.

9.13.2. Конструкция и принцип действия тиристора

Тиристор, как показано на рис. 9.41, *а*, является четырехслойным устройством (*p-n-p-n*). Однако его условное обозначение (рис. 9.41, *б*) выглядит просто как выпрямляющий диод с дополнительным управляющим электродом.

Наиболее удачным подходом к объяснению принципа действия тиристора является представление четырех его слоев в виде двух взаимно связан-

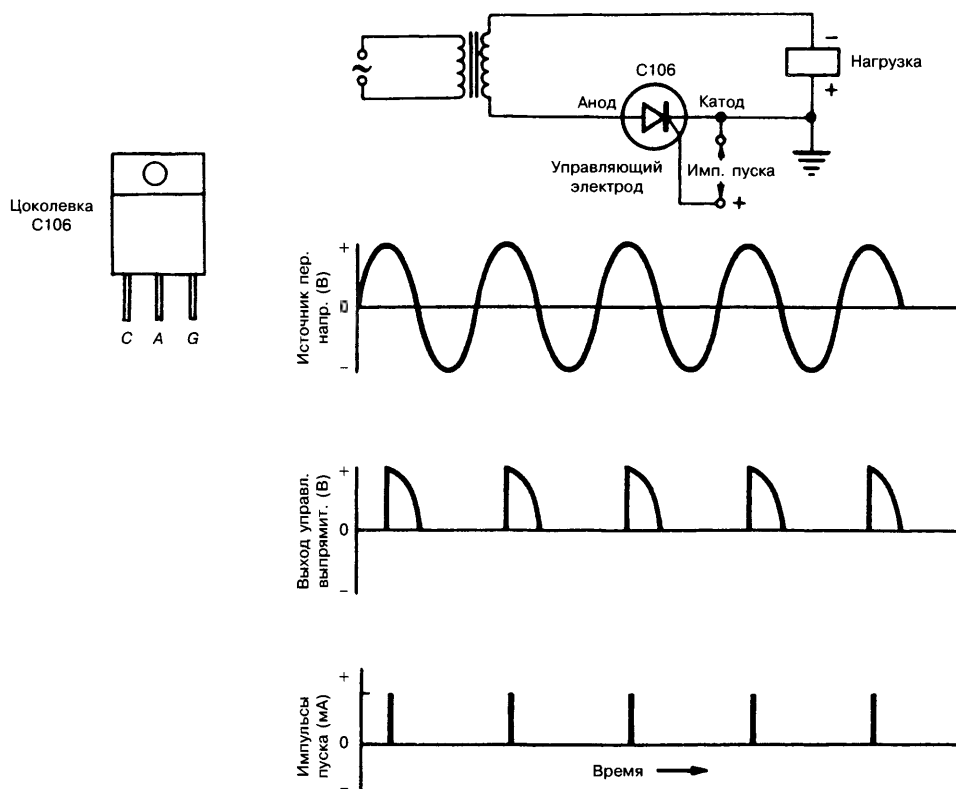


Рис. 9.40. Простая тиристорная схема, иллюстрирующая работу управляемого выпрямителя.

ных транзисторов, как показано на рис. 9.41, в, г. Мы сейчас придем к выводу о совместном регенеративном поведении p - n - p - и n - p - n -транзисторов, опираясь на схему, приведенную на рис. 9.42, где указаны ток нагрузки I_L , пусковой ток I_G , коллекторный ток транзистора T_1 (I_{C1}) и коллекторный ток транзистора T_2 (I_{C2}). Обозначим через h_{FE1} и h_{FE2} коэффициенты усиления постоянного тока транзисторов T_1 и T_2 , включенных по схеме с общим эмиттером.

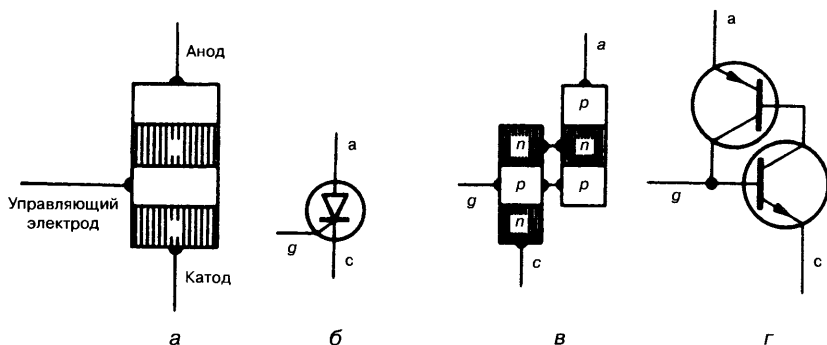


Рис. 9.41. Тиристор:

a — структура; $б$ — условное обозначение; $в$ — транзисторный эквивалент; $г$ — эквивалентная схема с транзисторами.

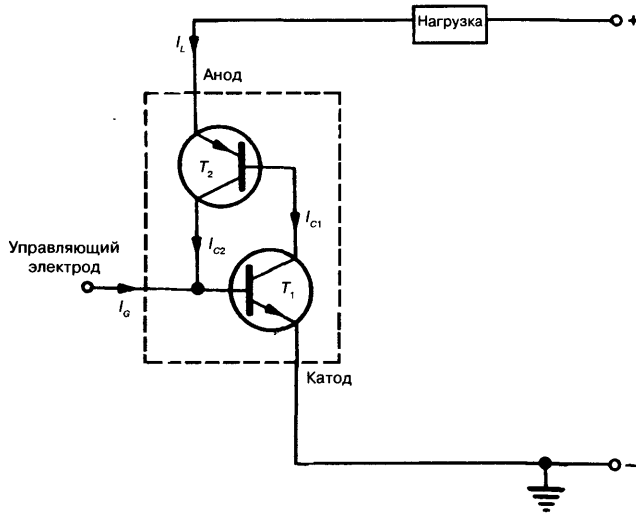


Рис. 9.42. Схема, объясняющая работу тиристора с точки зрения транзисторного эквивалента.

Согласно рис. 9.42,

$$\text{ток базы транзистора } T_1 = I_{C2} + I_G,$$

$$\text{ток базы транзистора } T_2 = I_{C1},$$

поэтому

$$\text{ток коллектора } I_{C1} = h_{FE1} (I_{C2} + I_G)$$

и

$$I_{C2} = h_{FE2} I_{C1}.$$

Подставляя значение I_{C2} в предыдущее равенство, получаем

$$I_{C1} = h_{FE1} (h_{FE2} I_{C1} + I_G) = h_{FE1} h_{FE2} I_{C1} + h_{FE1} I_G,$$

поэтому

$$I_{C1} (1 - h_{FE1} h_{FE2}) = h_{FE1} I_G,$$

то есть

$$I_{C1} = \frac{h_{FE1} I_G}{1 - h_{FE1} h_{FE2}} \quad (9.8)$$

и

$$I_{C2} = \frac{h_{FE1} h_{FE2} I_G}{1 - h_{FE1} h_{FE2}}. \quad (9.9)$$

Теперь

$$\text{ток нагрузки } I_L = I_{C1} + I_{C2},$$

поэтому

$$I_L = \frac{h_{FE1}(1 + h_{FE2}) I_G}{1 - h_{FE1} h_{FE2}}. \quad (9.10)$$

Очевидно, что по мере приближения величины $h_{FE1} h_{FE2}$ к единице, ток нагрузки, согласно равенству (9.10), стремится к бесконечности; фактически, конечно, он будет ограничен внешней нагрузкой, а тиристор при этом ведет себя просто как замкнутый ключ.

У всех транзисторов коэффициент усиления тока уменьшается при малых значениях базового тока, и тиристор сконструирован так, чтобы в случае, когда внешний ток запуска примерно равен нулю, произведение коэффициентов усиления тока транзисторов было меньше единицы. По мере увеличения тока запуска до нескольких миллиампер произведение $h_{FE1} h_{FE2}$ быстро достигает единицы, и тиристор включается.

Внутренняя обратная связь делает тиристор чрезвычайно эффективным и быстрым переключающим устройством (типичное время включения 1 мкс). Им можно воспользоваться для управления очень большими мощностями, поскольку p - n -переходы можно сделать такими, чтобы они выдерживали многие сотни вольт при смещении в обратном направлении. При соответствующих размерах p - n -переходов с помощью тиристора можно переключать токи величиной в сотни ампер, и при этом на нем падает напряжение всего лишь порядка вольта или около этого. Такого сочетания высокого напряжения пробоя с большим эффективным коэффициентом усиления тока нельзя достичь в мощном транзисторе: большой коэффициент усиления тока требует, чтобы область базы была тонкой, а это приводит к низкому напряжению пробоя.

9.13.3. Управление мощностью с помощью транзистора

Усовершенствования в производстве транзисторов и улучшение его температурных характеристик привели к расширению использования мощных биполярных транзисторов и МОП-транзисторов в схемах для переключения постоянных токов до 100 А. Такие устройства, конечно, свободны от трудностей с выключением, свойственных тиристорам, когда он проводит постоянный ток: база или затвор транзистора управляют им все время. Распространенное применение МОП-транзистора демонстрирует автомобильная система зажигания; здесь коммутируются токи вплоть до 10 А, а противостоит им катушка зажигания достигает сотен вольт.

Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT) является интересным «гибридом» биполярной и МОП-технологий и успешно применяется в качестве переключателя средней и большой мощности. Подобно МОП-транзистору его затвор не потребляет ток от управляющего сигнала; в других отношениях он ведет себя как мощный биполярный транзистор. Интересно отметить, что IGBT обладает тем преимуществом по сравнению с МОП-транзистором, что в меньшей степени подвержен тепловому пробую при переключении непредвиденно больших переходных токов. Это обстоятельство обусловлено тем, что у МОП-транзистора положительный тем-

температурный коэффициент сопротивления: чем горячее он становится, тем большая мощность рассеивается на нем, и это приводит к катастрофическим повреждениям при перегрузке. У IGBT, напротив, температурный коэффициент отрицателен, и за него можно не беспокоиться, поскольку падение напряжения на нем действительно уменьшается при его разогреве.

9.13.4. Симистор и его применения

Тиристор идеально подходит для регулирования мощности переменного напряжения во всем, кроме одного: он является однополупериодным устройством, а это означает, что даже при полной проводимости используется только половина мощности. Можно включить параллельно два тиристора навстречу друг другу, как это показано на рис. 9.43, чтобы обеспечить двухполупериодный режим работы, однако для этого требуется подавать импульсы запуска на управляющие электроды от двух изолированных, но синхронных источников, как это видно из рисунка.

Самым полезным устройством для практического регулирования мощности переменного напряжения является *двунаправленный тиристор* или *симистор*. Как можно видеть на рис. 9.44, а, симистор можно рассматривать как два инверсно-параллельных тиристора с управлением от единственного источника сигнала. Симистор является настолько гибким устройством, что его можно переключать в проводящее состояние как положительным, так и отрицательным импульсом запуска независимо от мгновенной полярности источника переменного напряжения. Названия «катод» и «анод» теряют смысл для симистора; ближайший к управляющему электроду вывод назва-

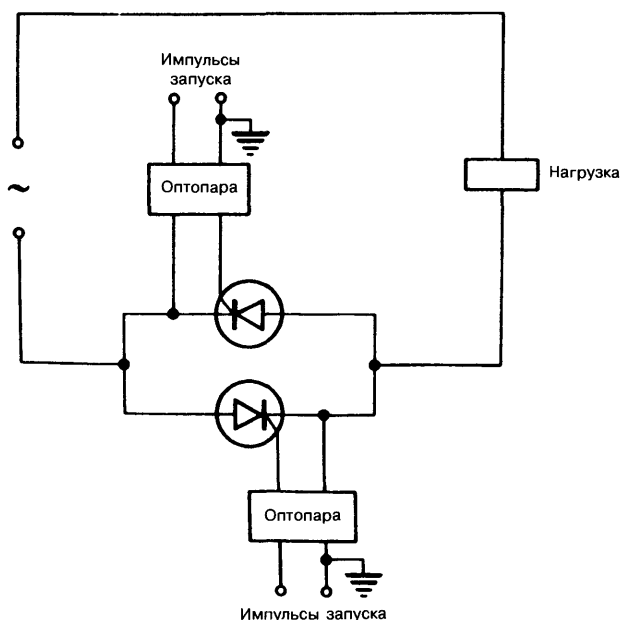


Рис. 9.43. Двухполупериодный регулятор можно построить на двух тиристорах. Для изоляции источников импульсов от напряжения сети используются оптопары.

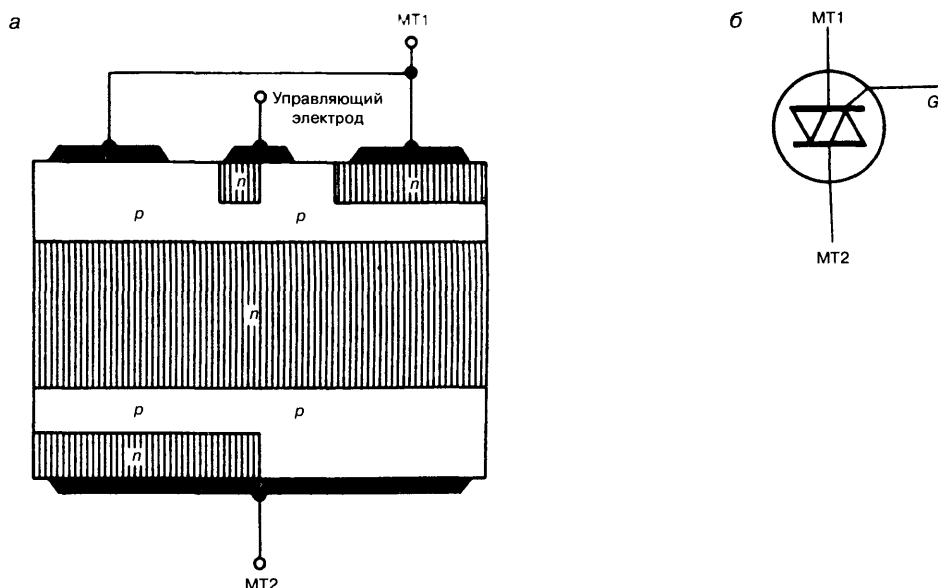


Рис. 9.44. Симистор:

а — структура; б — условное обозначение.

ли, не мудрствуя лукаво, основным выводом 1 (MT1), а другой — основным выводом 2 (MT2). Запускающий импульс всегда подается относительно вывода MT1 так же, как в случае тиристора он подается относительно катода.

Обычно для переключения симистора, рассчитанного на ток до 25 А, достаточен пусковой ток 20 мА, и одним из простейших примеров его применения является «твердотельное реле», в котором небольшой пусковой ток используется для управления большим током нагрузки (рис. 9.45). В качестве ключа SW1 могут быть геркон, чувствительное термореле или любая контактная пара, рассчитанная на 50 мА; ток в цепи нагрузки ограничивается только параметрами симистора. Полезно отметить, что резистор R_1 в цепи запуска находится под напряжением сети только в моменты включения симистора; как только симистор включается, разность потенциалов на резисторе R_1 падает до величины около 1 В, так что достаточен полуваттный резистор.

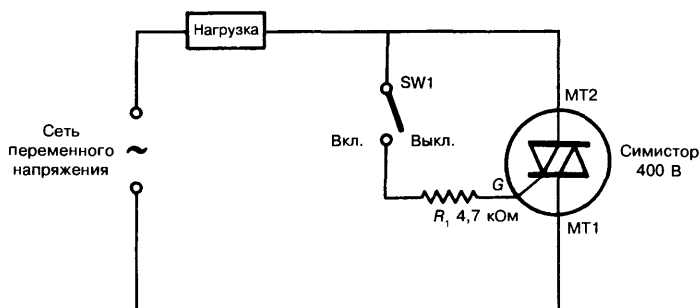


Рис. 9.45. Простое «твердотельное реле» на симисторе.

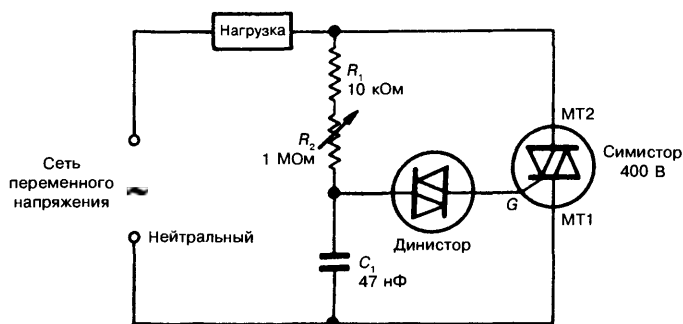


Рис. 9.46. Простейшая схема регулировки яркости лампы на симисторе с фазовым управлением.

Весьма распространенными применениями симистора являются регулятор яркости для лампы или управление скоростью вращения мотора. На рис. 9.46 показана такая схема. Временное положение запускающих импульсов устанавливается RC -фазовращателем; потенциометром R_2 регулируют яркость лампы, тогда как резистор R_1 просто ограничивает ток, когда потенциометр установлен в положение с минимальным сопротивлением. Сами импульсы запуска формируются динистром, то есть двунаправленным триггерным диодом. Динистор можно представить себе как маломощный тиристор без управляющего электрода с низким напряжением лавинного пробоя (около 30 В). Когда разность потенциалов на конденсаторе C_1 достигает уровня пробоя в динисторе, мгновенный импульс разряда конденсатора включает симистор.

Легко сделать автоматический фотоэлектрический выключатель лампы, присоединив параллельно конденсатору C_1 фотоэлемент ОРР12 (светозависимый резистор). Сопротивление фотоэлемента в темноте велико, порядка 1 МОм, но при дневном свете оно падает до нескольких килоом так, что симистор не может поджечься, и лампа выключена. Если в автоматическом выключателе ручная регулировка не требуется, то резистор R_2 можно заменить на короткое замыкание.

На рис. 9.47 показано, как симистор управляет мощностью в нагрузке, отрезая начальную часть каждого полупериода. Длительность пропущенной части зависит от запаздывания пускового импульса по фазе, которое определяется сопротивлением $R_1 + R_2$ и емкостью C_1 . В простейшей схеме управления на рис. 9.46 фазовый сдвиг не может быть больше 90° , так как используется только одна RC -цепочка. Поэтому такая схема является плохим регулятором при малой мощности, поскольку в нем могут происходить неожиданные скачки от выключенного состояния к полной мощности.

Более совершенная схема приведена на рис. 9.48; включение дополнительной RC -цепочки ($R_3 C_3$) дает больший фазовый сдвиг для лучшего управления при малой мощности. Дальнейшие усовершенствования состоят во введении следующих элементов:

- а) демпфера с постоянной времени $R_4 C_4$ для предотвращения ошибочных переключений от противо-э.д.с. индуктивной нагрузки и
- б) радиочастотного фильтра $L_1 C_1$ для подавления помех.

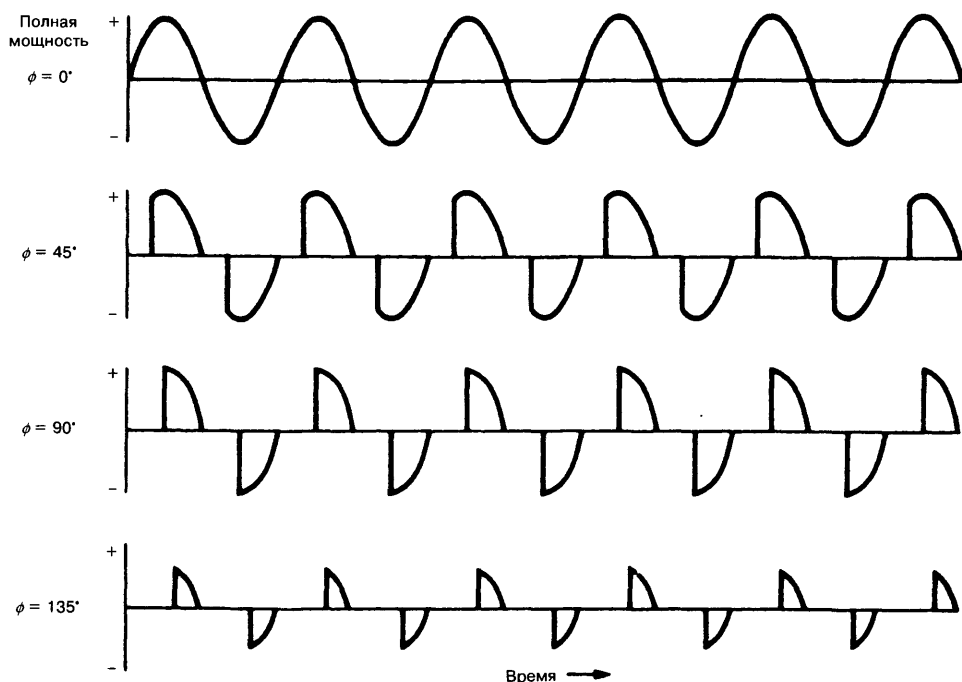


Рис. 9.47. Форма напряжения на нагрузке в симисторном регуляторе при постепенном увеличении фазового сдвига.

Последний элемент всегда следует вводить в симисторную или тиристорную схему, работающую по принципу «отсекания части колебания», поскольку быстрые включения и выключения могут создавать серьезные радиопомехи в питающей сети.

Имеется большое число различных симисторов и тиристоров. Как и в случае выпрямительных диодов, для того чтобы выбрать прибор с нужными номинальными напряжением и током, можно обратиться к каталогам и справочным данным.

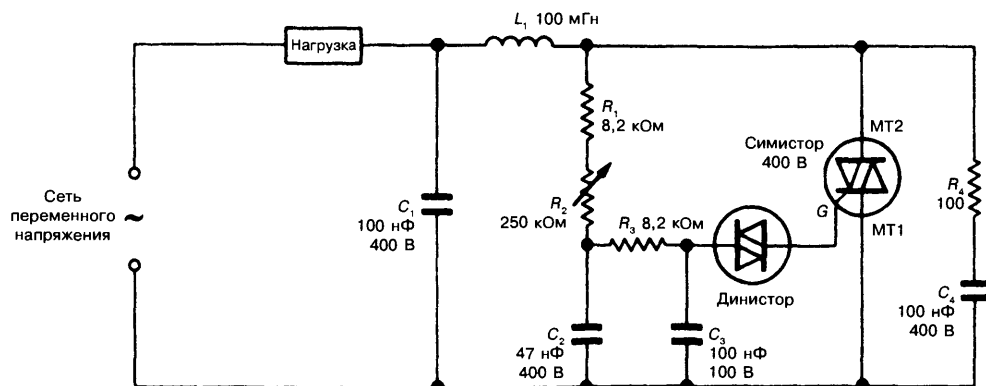


Рис. 9.48. Симисторный регулятор мощности с широким диапазоном регулировки и встроенным подавлением помех.

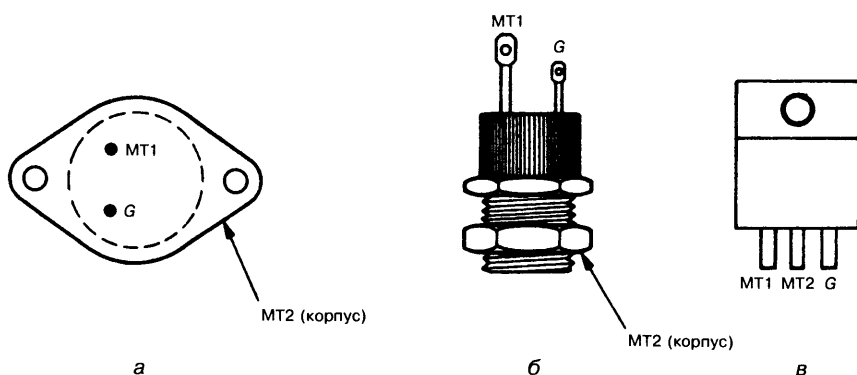


Рис. 9.49. Корпуса распространенных симисторов:

а — корпус TO66; б — болтовой крепеж; в — пластмассовый корпус TO220.

Большинство производителей выпускают подходящие динисторы, но имеются также приборы, называемые *quadracs*, в которых объединены симистор и динистор.

На рис. 9.49 показаны корпуса и цоколевка распространенных симисторов. Если симистор должен использоваться на полную допустимую мощность, то его необходимо закрепить на теплоотводе.

Подавление радиочастотных помех, создаваемых симисторными или тиристорными регуляторами с фазовым управлением, становится более трудным и дорогим при больших значениях тока нагрузки. В электрических нагревателях и в других нагрузках с большой инерционностью можно уменьшить помехи, пропуская каждый раз целое число полупериодов. Это позволяет избежать скачкообразных изменений тока, которые и вызывают радиочастотные помехи. Такой способ называется прерывистым запуском или управлением с целым числом периодов. Этот способ, как правило, не подходит для управления яркостью лампы из-за мерцания. Для осуществления управления с целым числом периодов подходят такие микросхемы, как SL441, включающиеся при нулевом напряжении. Они определяют пересечение напряжением сети нулевого уровня и обеспечивают запуск симистора от датчика, сопротивление которого меняется, например от термистора.

ГЛАВА 10

ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ И ПОСТОЯННЫЕ ВРЕМЕНИ

10.1. Введение

Наше знакомство с транзистором в гл. 1 было связано с его применением в качестве выключателя для зажигания и выключения лампы. Такое применение транзистора является простейшим возможным примером усиления, где сигнал имеет только два уровня напряжений, соответствующих состояниям «включено» и «выключено». Такой сигнал показан на рис. 10.1, где двумя уровнями являются нулевое напряжение и напряжение $+5\text{ В}$, а переходы между уровнями происходят фактически мгновенно, так что форма сигнала имеет вид прямоугольников. Подобную форму имеют сигналы приемников излучения, таких как счетчик Гейгера—Мюллера, в то время как огромная область цифровой электроники целиком связана с последовательностями прямоугольных импульсов. Распространенной практикой сейчас является передача и запись обычных аналоговых сигналов в цифровой форме, поскольку сигнал в этом случае имеет только два уровня и различные искажения, которые могут произойти при передаче и записи, легко исправимы. В этой главе рассматриваются импульсные сигналы, а также изменения и искажения, которые могут произойти с ними в различных схемах.

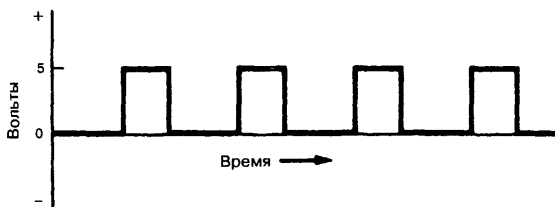


Рис. 10.1. Последовательность прямоугольных импульсов.

10.2. Формирование сигналов прямоугольной формы

Любой повторяющийся сигнал легко можно преобразовать в прямоугольный, возбуждая этим сигналом простой усилитель напряжения настолько сильно, что транзистор попеременно оказывается в состоянии отсечки или насыщения. На рис. 10.2 показана схема усилителя, который будет вести себя так. Если на его вход подается синусоидальный сигнал с эффективным значением по крайней мере 5 В , то выходной сигнал имеет прямоугольную форму и пригоден для использования в различных экспериментах с импульсами, приведенных в этой главе. В течение положительного полупериода входной сигнал удерживает транзистор в режиме насыщения, и

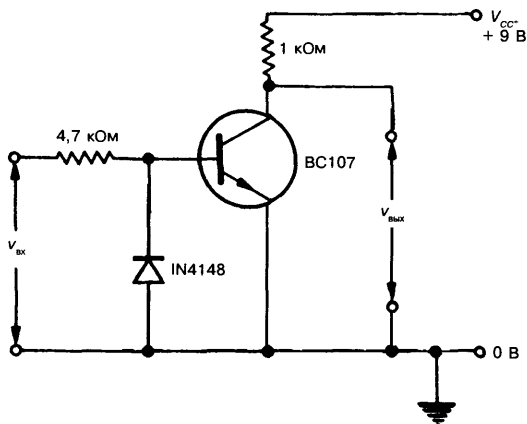


Рис. 10.2. Схема формирования прямоугольного сигнала.

при этом потенциал коллектора транзистора очень близок к 0 В, в то время как в течение отрицательного полупериода транзистор не проводит, и напряжение на коллекторе равно +9 В. Диод, включенный между базой и землей, ограничивает напряжение в отрицательном полупериоде с целью избежать пробоя при обратном смещении перехода база—эмиттер, который может произойти при напряжениях на входе ниже –6 В. Таким образом, выходной сигнал имеет прямоугольную форму и амплитуду около 9 В (рис. 10.3). Коллекторное напряжение не достигает значения точно 0 В во время положительного полупериода: всякий транзистор в режиме насыщения имеет конечное напряжение коллектор—эмиттер $V_{CE(sat)}$, типичное значение которого лежит в диапазоне от 0,1 до 1 В и зависит от протекающих токов коллектора и базы, а также от типа транзистора. Транзисторы, созданные специально для переключений, обычно имеют малое напряжение $V_{CE(sat)}$, так что достижимы максимально возможные изменения выходного напряжения. Это гарантирует также, что на самом транзисторе рассеивается очень

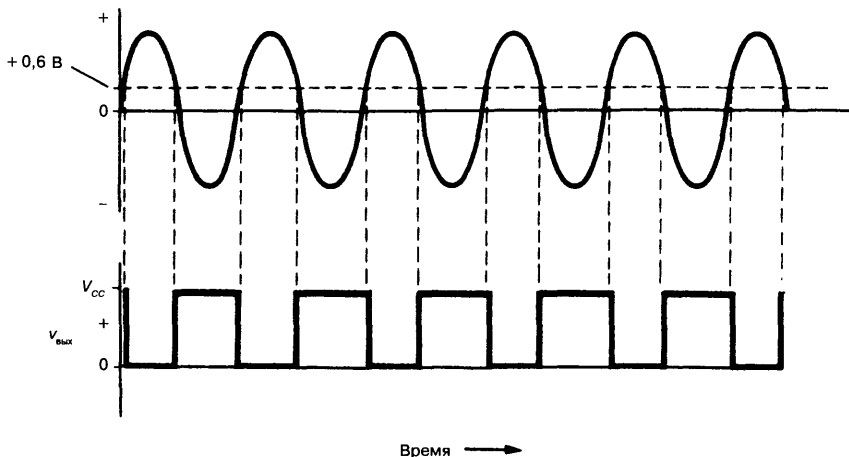


Рис. 10.3. Входной и выходной сигналы в схеме формирования прямоугольного сигнала.

маленькая мощность: хотя в режиме насыщения коллекторный ток максимален, рассеиваемая мощность пренебрежимо мала, если напряжение $V_{CE(sat)}$ очень мало.

В этой главе мы рассмотрим различные искажения, которым могут подвергаться прямоугольные сигналы из-за влияния емкостей, имеющих в схеме. Поскольку это те же самые емкости, которые обуславливают ограничение частотной характеристики схемы, разумно установить связь между искажением прямоугольного сигнала и частотной характеристикой, измеряемой при синусоидальном сигнале. Здесь уместно отметить, что линейные компоненты схемы такие, как конденсаторы и резисторы, никогда не могут искажать форму *синусоидального* сигнала, хотя, конечно, они могут уменьшить его амплитуду. Чтобы исказить синусоидальный сигнал, требуется некоторая нелинейность, например такая, как нелинейность транзистора. С другой стороны, вид сигнала «прямоугольной» формы может полностью измениться при прохождении по цепи, состоящей всего лишь из резистора и конденсатора.

10.3. Фурье-анализ

При обсуждении искажений в гл. 4 было отмечено, что любой периодический несинусоидальный сигнал можно разложить на некоторое число синусоидальных компонент, включающих основную составляющую с той же частотой f , что и исходный сигнал, плюс некоторое число гармоник с частотами $2f$, $3f$, $4f$ и т. д. Прямоугольный сигнал содержит гармоники вплоть до очень высоких порядков, вертикальные участки и резкие изломы предполагают наличие бесконечного ряда гармоник. В действительности, воспроизведение прямоугольного сигнала получается хорошим, если он представлен частотами до десятой гармоники. По этой причине прямоугольные колебания часто используются для быстрой проверки частотной характеристики усилителя звукового диапазона; для точного воспроизведения прямоугольного сигнала с частотой 1 кГц требуется верхняя граничная частота до 10 кГц.

Влияние цепи на прямоугольный сигнал можно рассчитать, раскладывая этот сигнал в ряд Фурье на отдельные синусоидальные составляющие: вычисляя частотную характеристику цепи, мы определяем ее влияние на амплитуду и фазу различных составляющих прямоугольного сигнала. Затем измененные синусоидальные составляющие можно сложить вместе, чтобы синтезировать видоизмененный прямоугольный сигнал. Этот способ, хотя и даст правильный результат, очень громоздок; к счастью, имеется гораздо более простой метод определения влияния RC -цепи на прямоугольный сигнал, состоящий просто в рассмотрении заряда и разряда конденсатора или конденсаторов во временной области.

10.4. Заряд, разряд и постоянные времени

На рис. 10.4 показана простая RC -цепь, которая уже рассматривалась с точки зрения ее влияния на частотную характеристику в области верхних частот. В разд. 7.7 было найдено, что она ведет себя как фильтр нижних

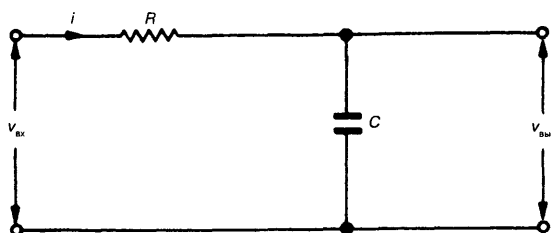


Рис. 10.4. Фильтр нижних частот первого порядка.

частот, пропуская нижние частоты, но ослабляя верхние частоты. Теперь посмотрим, что получится на выходе, если ко входу мгновенно прикладывается постоянное напряжение и затем поддерживается неизменным; другими словами, на входе имеется скачок напряжения (рис. 10.5).

После того как в момент времени $t = 0$ происходит скачок входного напряжения $v_{\text{вх}} = V$, в цепи потечет некоторый ток i . Если q — заряд на конденсаторе в момент времени t , то основное соотношение для конденсатора имеет вид:

$$v_{\text{вых}} = \frac{q}{C}. \quad (10.1)$$

Дифференцируя по времени, получаем:

$$\frac{dv_{\text{вых}}}{dt} = \frac{1}{C} \frac{dq}{dt}. \quad (10.2)$$

Но dq/dt — это скорость потока заряда, то есть ток i .

Отсюда

$$i = C \frac{dv_{\text{вых}}}{dt}. \quad (10.3)$$

Падение напряжения на резисторе R равно $V - v_{\text{вых}}$. Следовательно, согласно закону Ома,

$$V - v_{\text{вых}} = iR = RC \frac{dv_{\text{вых}}}{dt}$$

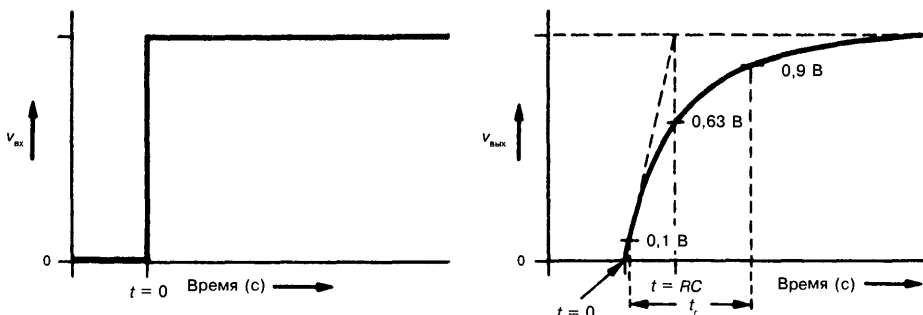


Рис. 10.5. Отклик RC -фильтра нижних частот на скачкообразный подъем напряжения (заряд конденсатора).

или

$$RC \frac{dv_{\text{ВЫХ}}}{dt} + v_{\text{ВЫХ}} = V. \quad (10.4)$$

Решение этого дифференциального уравнения с учетом того, что $v_{\text{ВЫХ}} = 0$ при $t = 0$, дает:

$$v_{\text{ВЫХ}} = V \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) \right]. \quad (10.5)$$

Типичная форма такой экспоненциальной кривой при заряде конденсатора показана на рис. 10.5. Отметим, что в начале кривая имеет довольно крутой наклон, но постепенно выравнивается, асимптотически приближаясь к уровню входного напряжения $v_{\text{ВХ}}$. Полезно заметить, что форма кривой однозначно определяется произведением RC , которое называется *постоянной времени цепи*. Из исходного дифференциального уравнения легко найти, что начальный наклон кривой заряда равен V/RC . При $t = 0$ имеем $v_{\text{ВЫХ}} = 0$, так что из уравнения (10.4) получаем:

$$RC \frac{dv_{\text{ВЫХ}}}{dt} = V$$

и

$$\frac{dv_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{V}{RC}. \quad (10.6)$$

Другими словами, если бы $v_{\text{ВЫХ}}$ продолжало нарастать с начальной скоростью, то оно достигло бы величины V через время $t = RC$. Однако в действительности величина $v_{\text{ВЫХ}}$ при $t = RC$ имеет величину

$$v_{\text{ВЫХ}} = V[1 - \exp(-1)],$$

то есть

$$\frac{v_{\text{ВЫХ}}}{V} = 1 - \frac{1}{e} = 0,63.$$

Таким образом, спустя время, равное одной постоянной времени, выходное напряжение достигает уровня 63 % от входного. Если сопротивление резистора R и емкость конденсатора C выражены в естественных единицах, соответственно в омах и фарадах, то постоянная времени имеет размерность секунд. Значительно более удобные единицы МОм и мкФ также дают постоянную времени в секундах, а при использовании кОм и мкФ результат получается в миллисекундах.

Когда реакция на скачок напряжения исследуется с помощью осциллографа, удобно измерять *скорость нарастания* импульса, определяя время t_r , за которое напряжение возрастет от 10 до 90 % от своего конечного значения.

Если t_{10} — время достижения 10 %-ного уровня напряжения, то из равенства (10.5) следует

$$1 - \exp\left(\frac{-t_{10}}{RC}\right) = 0,1,$$

то есть

$$\frac{-t_{10}}{RC} = \ln 0,9,$$

следовательно,

$$t_{10} = 0,105 RC,$$

и, если t_{90} — время достижения 90 %-ного уровня напряжения, то

$$1 - \exp\left(\frac{-t_{90}}{RC}\right) = 0,9,$$

то есть

$$\frac{-t_{90}}{RC} = \ln 0,1,$$

следовательно,

$$t_{90} = 2,303 RC.$$

Таким образом,

$$t_r = t_{90} - t_{10} \approx 2,2 RC. \quad (10.7)$$

Здесь полезно отметить, что для рассматриваемого простого фильтра нижних частот первого порядка частотная характеристика при синусоидальном сигнале такова, что точка с уровнем -3дБ (точка половинной мощности) имеет место на частоте

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Гц (из соотношения (7.8)),}$$

то есть

$$RC = \frac{1}{2\pi f_1}. \quad (10.8)$$

Следовательно, время нарастания равно

$$t_r = \frac{2,2}{2\pi f_1}$$

или

$$t_r = \frac{1}{3f_1}. \quad (10.9)$$

Таким образом, непосредственно видим, что имеется связь между временем нарастания и верхней граничной частотой, то есть имеет место факт, который мы предвидели при нашем кратком обсуждении Фурье-анализа.

Если по прошествии времени, достаточного для реакции схемы на скачок напряжения, когда $v_{\text{ВЫХ}}$ фактически равно V , снова уменьшить $v_{\text{ВХ}}$ до нуля, то конденсатор разряжается через резистор, и имеет место экспоненциальный спад напряжения, показанный на рис. 10.6.

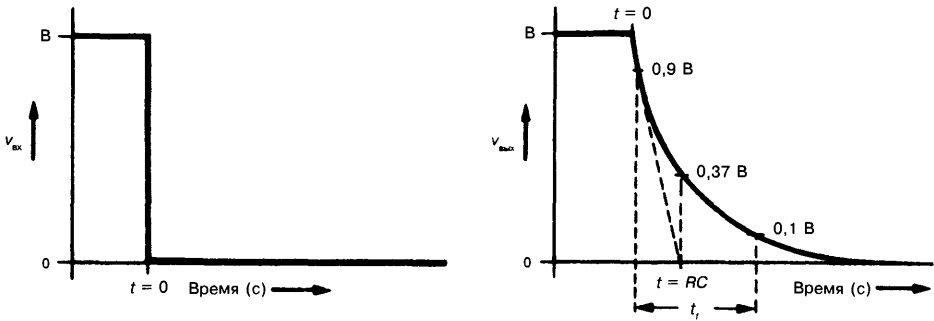


Рис. 10.6. Отклик RC -фильтра нижних частот на отрицательный скачок напряжения (разряд конденсатора).

Снова мы имеем дифференциальное уравнение:

$$RC \frac{dv_{\text{вых}}}{dt} + v_{\text{вых}} = v_{\text{вх}}, \quad (10.10)$$

и, учитывая, что $v_{\text{вх}} = 0$ при $t = 0$, а $v_{\text{вых}} = V$ при $t = 0$, получаем:

$$v_{\text{вых}} = V \exp\left(\frac{-t}{RC}\right). \quad (10.11)$$

Когда $t = RC$,

$$v_{\text{вых}} = V \exp(-1) = \frac{V}{e} = 0,37V \quad (e = 2,718),$$

то есть $v_{\text{вых}}$ падает на 63 % спустя время, равное RC .

Время спада определяется так же, как время нарастания: это время, за которое напряжение падает от 90 до 10 % от своего первоначального уровня, и так же, как время нарастания, $t_f = 2,2RC$.

Теперь можно совместить изображения, имеющиеся на рис. 10.5 и 10.6, чтобы получить отклик исходной RC -цепи на последовательность прямоугольных импульсов. Результат показан на рис. 10.7, и его можно наблюдать

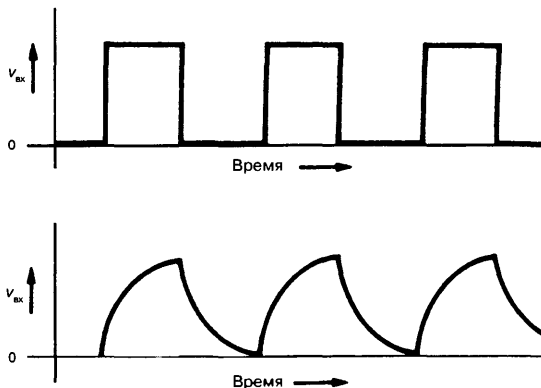


Рис. 10.7. Отклик фильтра нижних частот на последовательность прямоугольных импульсов.

экспериментально, выбрав в схеме на рис. 10.4 $R = 100$ кОм и $C = 1$ нФ. На вход RC -цепи подается сигнал прямоугольной формы с выхода схемы, приведенной на рис. 10.2, а сигнал на выходе RC -цепи наблюдается с помощью осциллографа. Здесь полезен двухлучевой осциллограф, поскольку можно сравнивать форму входного и выходного сигналов RC -цепи. Частота входного сигнала в районе 500 Гц даст результат, подобный приведенному на рис. 10.7. Время нарастания, время спада и постоянную времени можно измерить по осциллограмме и сравнить с теоретическими значениями. График частотной характеристики можно получить обычным образом путем построения зависимости коэффициента усиления ($20 \log_{10} v_{\text{вых}}/v_{\text{вх}}$ дБ) от частоты при синусоидальном сигнале. Таким образом, можно экспериментально проверить связь между верхней граничной частотой, соответствующей уровню -3 дБ, и временем нарастания; эксперимент можно повторить с другими значениями R и C .

10.5. Звон

Иногда при подаче на вход усилителя прямоугольного сигнала вместо простого увеличения времени нарастания и спада наблюдается показанный на рис. 10.8, *а* эффект «звона». Это указывает на то, что частотная характеристика вместо монотонного спада на высоких частотах с наклоном -6 дБ/октаву, вероятно, имеет небольшой подъем перед спадом с большей крутизной, как показано на рис. 10.8, *б*. Такая характеристика может быть в усилителе с отрицательной обратной связью, который имеет чрезмерно большой сдвиг фазы на высоких частотах, приводящий к тому, что обратная связь становится положительной.

Небольшая величина звона обычно не представляет серьезной опасности, пока частота звона выше максимальной частоты, с которой будет использоваться усилитель (например, 20 кГц для усилителей звукового диапазона). Однако сильный звон требует исследования, поскольку это может быть признаком неустойчивости усилителя.

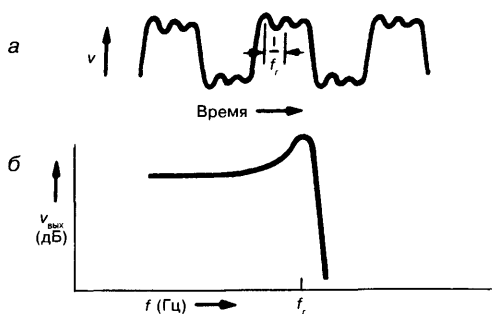


Рис. 10.8. *а* — звон на прямоугольном сигнале; *б* — типичная частотная характеристика, приводящая к звону.

10.6. Постоянные времени и транзисторы

На рис. 10.7 время нарастания и время спада у простой RC -цепи одинаковы, падающая экспонента разряда просто является инвертированной версией нарастающей экспоненты процесса заряда. Так всегда бывает в линейных RC -цепях, но очень редко бывает справедливо, когда транзистор работает в режиме переключения, а в нагрузке присутствует значительная емкость.

На рис. 10.9 показан типичный пример транзисторного переключателя с емкостью C , включенной в нагрузку. Если начать с запертого состояния транзистора, то $v_{\text{вых}}$ равно V_{CC} и емкость C заряжена до этого же напряжения. Когда транзистор открывается, он представляет собой очень малое сопротивление. В зависимости от тока базы мгновенное значение коллекторного тока может достигать до 100 мА, так что емкость C разряжается быстро и время спада мало.

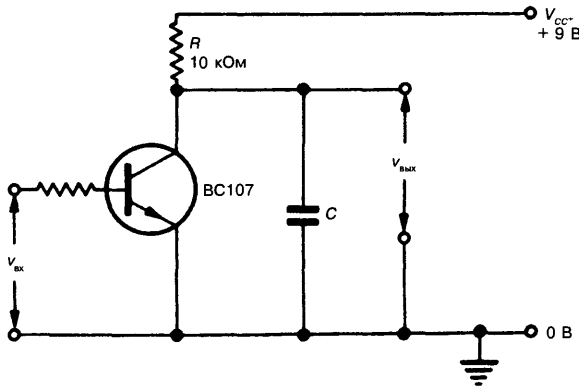


Рис. 10.9. Переключающая схема на транзисторе (формирователь прямоугольных сигналов) с емкостной нагрузкой.

Однако, когда транзистор запирается, он больше не участвует в работе, поэтому конденсатор C заряжается через резистор нагрузки R с относительно большой постоянной времени RC , и время нарастания напряжения оказывается большим. Рисунок 10.10 иллюстрирует форму напряжения, получаемого в этом случае. Если в схеме, приведенной на рис. 10.9, емкость конденсатора C равна 10 нФ, то эффект будет наглядно проявляться на частотах около 500 Гц. Общее правило для активных переключающих схем состоит в том, что отпирание происходит почти всегда быстрее запираания.

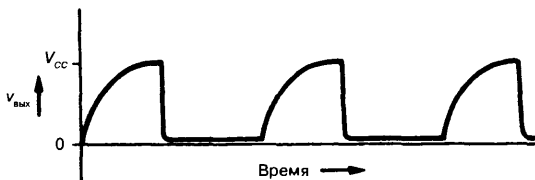


Рис. 10.10. Форма напряжения на выходе переключающей схемы с емкостной нагрузкой.

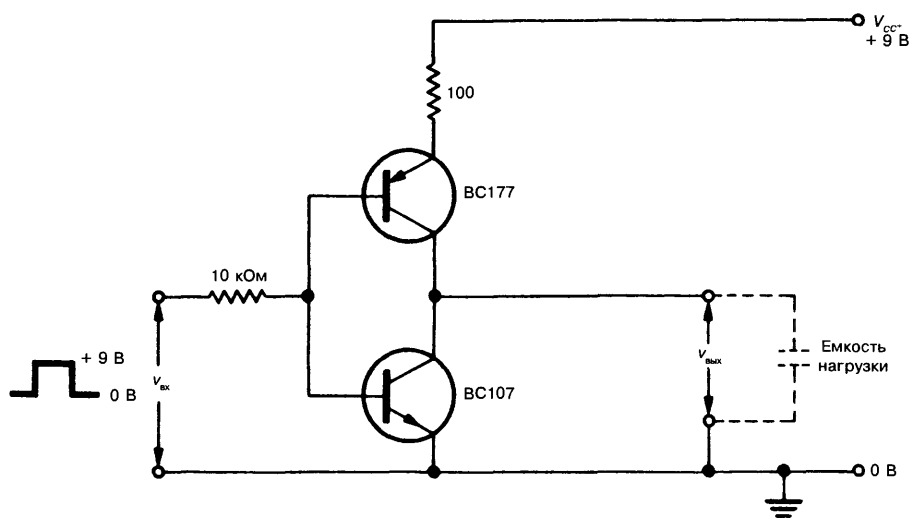


Рис. 10.11. Переключающая схема, использующая метод активного вытягивания.

На рис. 10.11 показан метод преодоления медленного записания посредством так называемого *активного вытягивания*. Этот способ, стандартный для цифровых логических схем, реализуется в данном случае на паре комплементарных транзисторов. Положительное входное напряжение открывает $n-p-n$ -транзистор и запирает $p-n-p$ -транзистор, нулевое или отрицательное входное напряжение отпирает $p-n-p$ -транзистор и запирает $n-p-n$ -транзистор. Таким образом, как при подъеме, так и при спаде напряжения всегда имеется отпирающийся транзистор, через который происходит заряд или разряд емкости нагрузки, и поэтому переключение происходит быстро. В эмиттер $p-n-p$ -транзистора включен резистор 100 Ом для ограничения пикового тока, протекающего во время переключения, когда оба транзистора проводят одновременно; иначе транзисторы будут создавать короткозамкнутую цепь для источника питания, что может быть опасно как для транзисторов, так и для источника питания.

В большинстве логических ИС применяется активное вытягивание. В популярной серии логических схем 74НС на каждом выходе стоит комплементарная пара МОП-транзисторов, в то время как в серии 74LS (аналог серии 555. — *Примеч. перев.*) применена пара биполярных $n-p-n$ -транзисторов, запитываемых противофазно, так что один транзистор открыт, когда другой заперт.

10.7. Развязывающие конденсаторы в импульсных схемах

Развязывающие конденсаторы очень полезны как средство, обеспечивающее изоляцию по постоянному току между каскадами усилителя, не препятствуя при этом нормальному прохождению переменных сигналов звуковых частот. Сказанное относится к случаю, когда средний уровень сигнала равен нулю, то есть когда средние за период положительные отклонения

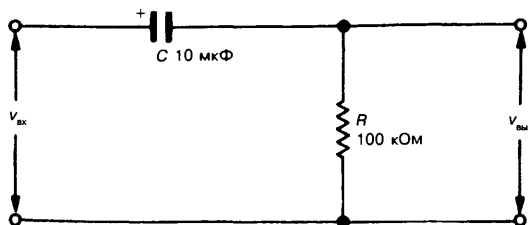


Рис. 10.12. Экспериментальная цепь с развязывающим конденсатором, демонстрирующая потерю постоянной составляющей.

совпадают по величине с отрицательными средними отклонениями. Однако последовательности импульсов в большинстве своем имеют именно одну полярность, обычно положительную, и использование развязывающих конденсаторов может привести к неожиданным результатам. Особенно критичны в этом отношении видеосигналы, которые являются асимметричными.

Проблему развязывающего конденсатора можно проиллюстрировать, подав прямоугольный сигнал (например, с выхода схемы, приведенной на рис. 10.2) на вход RC -цепи, показанной на рис. 10.12, и наблюдая осциллографом форму этого сигнала (усилитель вертикального отклонения осциллографа должен быть включен в режим работы по постоянному току). На выходе будет наблюдаться сдвиг сигнала по отношению к уровню, показанному на рис. 10.13, *а*, вниз, как показано на рис. 10.13, *б*. Постоянная времени развязывающей RC -цепи выбрана преднамеренно большой, так, чтобы наблюдаемый сдвиг уровня постоянного напряжения происходил постепенно в течение нескольких секунд.

Этот сдвиг уровня вызван тем фактом, что развязывающий конденсатор заряжается до напряжения, равного значению постоянной составляющей входного сигнала. Когда входной сигнал является обычным гармоническим колебанием, его средний уровень, то есть уровень, получаемый усреднени-

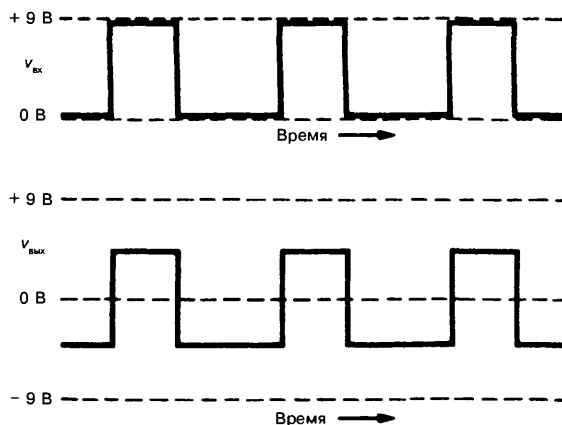


Рис. 10.13. Влияние развязывающего конденсатора на положительный прямоугольный сигнал:

а — входной сигнал; *б* — выходной сигнал, сдвинутый по уровню.

ем за несколько периодов, равен нулю; но здесь мы имеем дело с последовательностью только положительных импульсов, средний уровень которой задается линией, проходящей через «центр тяжести» сигнала, то есть так, что площадь сигнала над средним уровнем равна площади сигнала под ним. Поскольку площадь сигнала пропорциональна переносимому заряду, сигнал справа от развязывающего конденсатора оказывается таким, что его среднее значение равно нулю, обеспечивая выполнение условия равновесия с нулевым суммарным изменением заряда на конденсаторе.

В случае, изображенном на рис. 10.13, около половины амплитуды импульса будет потеряно, если схема, следующая за развязывающей цепью, реагирует только на положительные импульсы. Более того, если скважность входной последовательности импульсов изменяется (то есть длительность импульса изменяется по отношению к интервалу между ними), то будет изменяться и постоянный средний уровень. Таким образом, соотношение между амплитудами положительного и отрицательного полупериодов (рис. 10.13, б) будет меняться. Если положительные входные импульсы становятся очень длинными по сравнению с промежутками между ними, то амплитуда выходного сигнала в положительные полупериоды становится столь малой, что какая-нибудь последующая схема может прореагировать ошибочно, и импульсы будут потеряны.

10.8. Фиксирующий диод

Схема, приведенная на рис. 10.14, позволяет решить проблему сдвига постоянной составляющей, обусловленную развязывающим конденсатором. Диод обеспечивает путь для быстрого заряда конденсатора, «фиксируя» выходное напряжение на уровне 0 В, когда входное напряжение равно нулю, и предотвращая, таким образом, сдвиг уровня постоянного напряжения (рис. 10.15). По этой причине рассматриваемую диодную схему иногда называют схемой *восстановления постоянной составляющей*.

Интересно подать синусоидальный сигнал на схему с восстановлением постоянной составляющей. Через диод конденсатор действительно будет заряжаться до пикового значения синусоидального сигнала в пределах отрицательного полупериода и «восстанавливать» постоянную составляющую напряжения, которой вовсе нет в исходном сигнале. Весь сигнал сдвигается

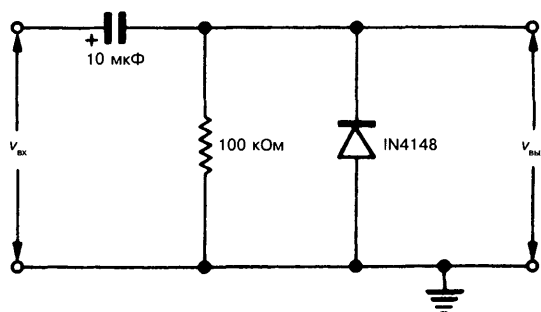


Рис. 10.14. Схема с развязывающим конденсатором и фиксирующим диодом, обеспечивающая восстановление постоянной составляющей.

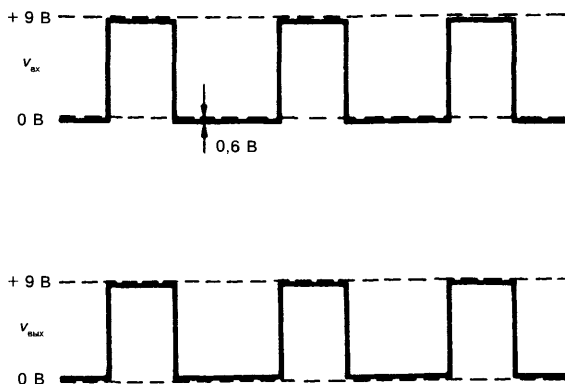


Рис. 10.15. Входной и выходной сигналы в схеме с фиксирующим диодом.

так, чтобы стать полностью положительным. Чтобы избежать искажений синусоидального сигнала во время протекания относительно большого тока заряда, сигнал на схему восстановления постоянной составляющей следует подавать от источника с малым сопротивлением, например с выхода генератора, рассчитанного на подключение громкоговорителя. Небольшое замечание к рис. 10.15: выходное напряжение фактически опускается на величину около 0,6 В ниже уровня 0 В, соответствующего разности потенциалов на кремниевом диоде при смещении в прямом направлении; то же самое происходит при синусоидальном входном сигнале.

Нет причин, по которым фиксирующий диод должен был бы осуществлять фиксацию сигнала только на уровне 0 В. Если «заземленный» конец диода (рис. 10.14) подключить к источнику постоянного напряжения, положительного или отрицательного, то схема будет фиксировать сигнал на этом уровне. Если диод перевернуть, то это повлияет на заряд конденсатора таким образом, что фиксация будет осуществляться по максимальному значению сигнала, а не по минимальному.

10.9. Постоянная времени цепи с развязывающим конденсатором

До сих пор мы рассматривали влияние развязывающего конденсатора в случае, когда постоянная времени была очень большой по сравнению с длительностью импульса. Если в схеме, показанной на рис. 10.12, уменьшить величину емкости конденсатора C с 10 мкФ до 10 нФ и подать на вход прямоугольный сигнал с частотой около 500 Гц, то наглядно проявится эффект несоответствия постоянной времени требованию неискаженной передачи. Примерный вид входного и выходного сигналов изображен на рис. 10.16: выходной сигнал имеет явный наклон на тех отрезках времени, на которые приходится горизонтальные участки входного сигнала. Объяснение состоит в следующем: постоянная времени настолько мала, что конденсатор имеет возможность немного заряжаться и разряжаться в течение периода колебания; в действительности наклонные линии в выходном сигнале, вверх и вниз, представляют собой части экспоненциальных кривых заряда и разряда RC -цепи.

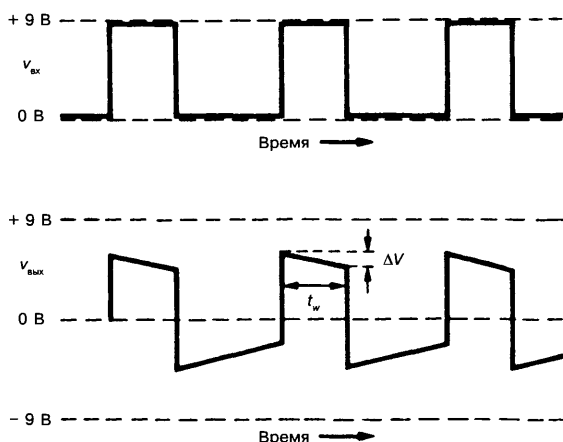


Рис. 10.16. Прохождение прямоугольного колебания через RC -цепь с неправильно выбранной постоянной времени.

При малых отклонениях экспоненту $v = V \exp(-t/RC)$ можно аппроксимировать прямой, учитывая только два первых члена разложения в ряд, то есть

$$v = V \geq \left(1 - \frac{t}{RC}\right). \quad (10.12)$$

Так, если длительность импульса равна t_w , то относительный спад сигнала, показанного на рис. 10.16, равен

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{t_w}{RC}. \quad (10.13)$$

Наклон можно выразить также через нижнюю граничную частоту f_1 , определяемую по уровню -3 дБ. Как и в разд. 8.2, справедливо равенство: $2\pi f_1 = 1/RC$, поэтому из уравнения (10.13) имеем:

$$\frac{\Delta V}{V} = 2\pi f_1 t_w. \quad (10.14)$$

Таким образом, для усиления длинных импульсов требуется, чтобы у усилителя была отличная характеристика в области нижних частот. Например, используя полученное выше соотношение, получаем, что в случае, когда при длительности импульса 1 мс требуется, чтобы спад был менее 1 %, необходимо, чтобы нижняя граничная частота усилителя, определенная по уровню -3 дБ, была не выше 1,7 Гц. Когда нужно одновременно учесть это требование и решить проблему потери постоянной составляющей при прохождении сигнала через развязывающий конденсатор, легко понять, почему в импульсных усилителях связь по постоянному току предпочтительнее.

10.10. Дифференцирование и интегрирование

Если в схеме с развязывающим конденсатором постоянную времени RC сделать очень малой по сравнению с длительностью импульса, то он искажается до неузнаваемости, выходной сигнал принимает вид продифференцированного входного сигнала. Если на вход RC -схемы с $C = 1$ нФ и $R = 10$ кОм

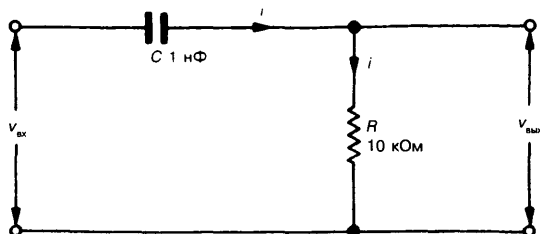


Рис. 10.17. Дифференцирующая цепь.

(рис. 10.17) подать импульсы (сформированные схемой, приведенной на рис. 10.2) с частотой 500 Гц, то выходной сигнал будет иметь вид, показанный на рис. 10.18, и его можно считать результатом крайнего несоответствия постоянной времени. Конденсатор сначала пропускает положительный фронт сигнала, но затем быстро заряжается до напряжения +9 В, давая на выходе только узкий импульс. Когда напряжение входного сигнала возвращается к нулю при отрицательном перепаде, выходное напряжение сначала падает до -9 В благодаря заряду на конденсаторе, но затем конденсатор быстро разряжается, а на выходе формируется только узкий импульс. Только в том случае, когда входной сигнал имеет время нарастания и спада много меньше постоянной времени RC , полный размах выходного импульсного сигнала равен ± 9 В; затянутые фронты позволяют конденсатору зарядиться прежде, чем он полностью передаст амплитуду импульса.

Тот факт, что выходные импульсы появляются только тогда, когда входной сигнал *изменяется*, объясняет, почему эта схема называется дифференциатором. Отметим, что при положительной скорости изменения входного напряжения $dv_{\text{вх}}/dt$ выходной импульс получается положительным, а при отрицательном значении $dv_{\text{вх}}/dt$ получается отрицательный импульс. Легко найти теоретическую связь между входным и выходным сигналами для RC -дифференциатора. Согласно рис. 10.17, выходное напряжение есть просто разность потенциалов на резисторе R , то есть

$$v_{\text{вых}} = iR.$$

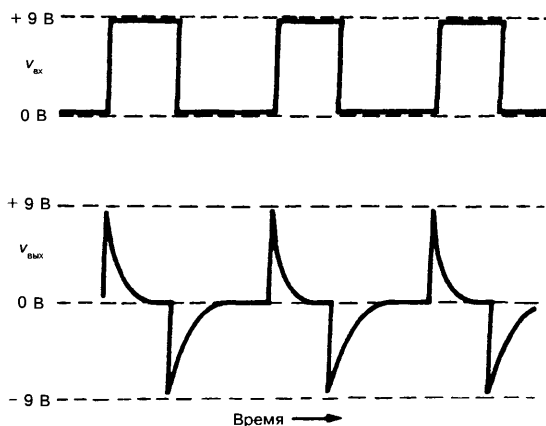


Рис. 10.18. Типичная форма сигналов на входе и выходе дифференцирующей цепи.

Если q — мгновенное значение заряда на конденсаторе, то

$$i = \frac{dq}{dt}.$$

Теперь, если период входного сигнала намного больше постоянной времени RC , то

$$q \approx C v_{\text{вх}},$$

поэтому

$$v_{\text{вых}} = RC \frac{dv_{\text{вх}}}{dt}. \quad (10.15)$$

Если на вход дифференциатора подается синусоидальный сигнал

$$v_{\text{вх}} = V \sin \omega t,$$

то следует ожидать, что сигнал на его выходе будет равен

$$v_{\text{вых}} = RC \frac{dv_{\text{вх}}}{dt} = \omega RCV \cos \omega t.$$

С физической точки зрения это означает, что сигнал на выходе имеет ту же форму, что и на входе, но опережает его по фазе на 90° , а его амплитуда прямо пропорциональна частоте. Эти характеристики точно согласуются с экспериментом и указывают на то, что мы находимся в области спада на низких частотах с наклоном 6 дБ/октаву, где амплитуда выходного сигнала прямо пропорциональна частоте входного сигнала, а сдвиг фаз равен 90° в полном соответствии с нашим рассмотрением фильтра верхних частот первого порядка в разд. 8.2. Таким образом, дифференциатор — это просто другой вариант описания фильтра верхних частот.

Если фильтр верхних частот может дифференцировать сигнал, то есть основание предположить, что фильтр нижних частот будет *интегрировать*, что и имеет место на самом деле. Схема, приведенная на рис. 10.19, будет довольно хорошо интегрировать сигналы с частотами от 500 Гц и выше; чем выше частота, тем более точным будет интегрирование. Следующее вычисление поясняет работу интегратора.

Зафиксируем на мгновение все напряжения и токи в схеме на рис. 10.19, и пусть q — мгновенное значение заряда на конденсаторе C , тогда

$$v_{\text{вых}} = \frac{q}{C}. \quad (10.16)$$

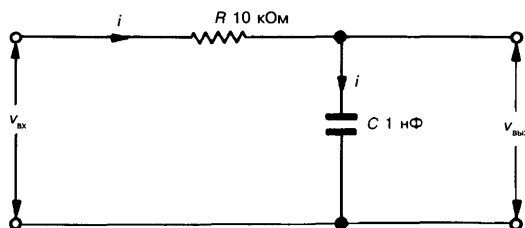


Рис. 10.19. Интегрирующая цепь.

Теперь, если i — ток, протекающий через резистор и конденсатор (мы предполагаем, что ток в выходной цепи пренебрежимо мал), то

$$\text{заряд } q = \int i dt, \quad (10.17)$$

следовательно,

$$v_{\text{вых}} = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (10.18)$$

Теперь мы должны предположить, что период входного сигнала много меньше постоянной времени RC , так что сигнал сильно ослабляется, то есть

$$v_{\text{вых}} \ll v_{\text{вх}}.$$

Тогда, согласно закону Ома,

$$i \approx v_{\text{вх}}/R \text{ и } v_{\text{вых}} \approx \frac{1}{RC} \int v_{\text{вх}} dt. \quad (10.19)$$

Итак, мы видим, что RC -фильтр нижних частот действует как интегратор, когда частота входного сигнала настолько высока, что имеется большое ослабление (при $v_{\text{вых}} < v_{\text{вх}}/10$). Так же, как и в случае дифференциатора, можно предвидеть реакцию интегратора на синусоидальный входной сигнал $v_{\text{вх}} = V \sin \omega t$:

$$v_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int v_{\text{вх}} dt = \frac{1}{RC} \int V \sin \omega t dt = \frac{1}{RC} \left(\frac{-V}{\omega} \cos \omega t \right). \quad (10.20)$$

Знак «минус» у косинуса означает, что выходной сигнал отстает по фазе от входного синусоидального сигнала на 90° , а множитель $1/\omega$ говорит о том, что амплитуда выходного сигнала обратно пропорциональна частоте; из этого следует, что мы находимся на спаде частотной характеристики фильтра нижних частот с наклоном -6 дБ/октаву.

Для того чтобы оценить ошибку на выходе интегратора, можно воспользоваться соотношением между амплитудами для фильтра нижних частот первого порядка, найденным в разд. 7.7. Амплитуду сигнала на выходе интегратора можно взять из (10.20). Если f — частота сигнала, то пиковое значение выходного напряжения равно

$$|V_{\text{вых}}| = \frac{V_{\text{вх}}}{2RCf}. \quad (10.21)$$

Теперь граничная частота f_1 по уровню половинной мощности (-3 дБ) равна

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (из соотношения (7.8)).}$$

Таким образом, для идеального интегратора

$$\left| \frac{V_{\text{вых}}}{V_{\text{вх}}} \right| = \frac{f_1}{f}.$$

В действительности, у фильтра нижних частот

$$\left| \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + f^2/f_1^2}} = \frac{f_1}{f} = \frac{1}{\sqrt{f_1^2/f^2 + 1}}. \quad [(7.10)]$$

Но на высоких частотах $f_1/f \ll 1$, поэтому

$$\left| \frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} \right| \approx \frac{f_1}{f},$$

что приближается к идеальному случаю.

Величина, на которую выражение $1/(f_1^2/f^2 + 1)^{1/2}$ отличается от единицы, дает, таким образом, ошибку в значении сигнала на выходе интегратора. Подобным же образом можно воспользоваться соотношением (7.12) для определения того, насколько фаза отличается от теоретического значения 90° .

Определенная аккуратность нужна при рассмотрении работы интегратора, когда на его вход подается прямоугольное колебание. Интегрирование — это просто процесс непрерывного суммирования, так что результатом интегрирования последовательности положительных прямоугольных импульсов, такой, как на рис. 10.20, а, будет выходной сигнал, показанный на рис. 10.20, б; напряжение на выходе идеального интегратора будет просто неограниченно расти, как сумма положительных площадей. Заметим, что выходное напряжение имеет положительный градиент в пределах каждого положительного прямоугольного импульса и остается на одном уровне в интервале между ними, когда входной сигнал равен нулю.

Конечно, сигнал на выходе простого RC -интегратора не может расти до бесконечности хотя бы потому, что при этом будет нарушаться требование $v_{\text{ВЫХ}} \ll v_{\text{ВХ}}$, выполнение которого необходимо для точного интегрирования. Практически правильную работу интегратора можно наблюдать только в течение нескольких первых периодов входного сигнала; после этого выходной сигнал устанавливается на уровне постоянной составляющей входного

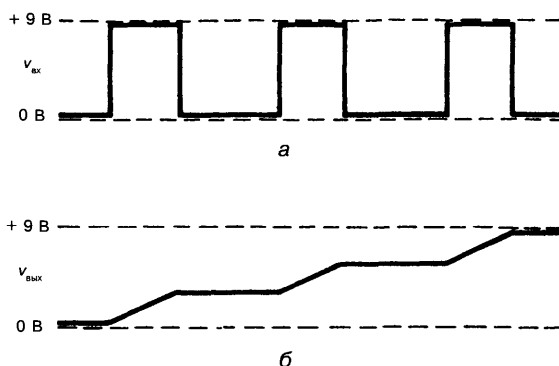


Рис. 10.20. Интегрирование однополярного прямоугольного сигнала:

а — сигнал положительной полярности на входе интегратора; б — «нарастающий» сигнал на выходе интегратора.

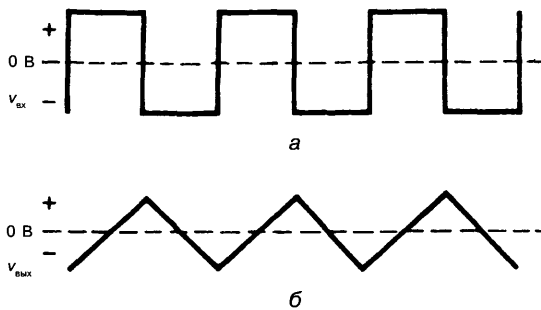


Рис. 10.21. Интегрирование симметричного прямоугольного сигнала *a* дает треугольный сигнал на выходе *б*.

сигнала (равной $\frac{1}{2}V$, если отношение длительности импульса к интервалу между импульсами равно единице) с наложенными на него пульсациями треугольной формы.

Лучшую временную диаграмму сигнала на выходе интегратора можно получить, преднамеренно удалив постоянную составляющую из входного сигнала и сделав его, таким образом, симметричным относительно нулевого уровня. Это легко сделать, расположив между источником прямоугольного сигнала и интегратором, приведенным на рис. 10.19, развязывающую *RC*-цепь, изображенную на рис. 10.12. В результате входной и выходной сигналы принимают вид, показанный на рис. 10.21. Положительные полу-волны входного сигнала дают на выходе монотонно нарастающий сигнал, поскольку на этом отрезке времени происходит подсчет положительной площади, но затем за каждым положительным полупериодом следует отрицательный полупериод, в пределах которого также происходит интегрирование, давая на выходе сигнал с отрицательным наклоном и компенсируя аналогичный предыдущий сигнал с положительным наклоном. В результате получается треугольный сигнал, середина которого приходится на нулевой уровень. В действительности, этот сигнал состоит из отрезков экспоненциальных кривых заряда и разряда интегрирующего конденсатора. Если *R* и *C* имеют значения, указанные на рис. 10.19, и частота сигнала равна 500 Гц или больше, то условие $\nu_{\text{вых}} \ll \nu_{\text{вх}}$ выполняется; отрезки экспонент представляют столь малые части всей функции, что их аппроксимируют прямой линией.

10.11. Электронные вычисления

Интересный эксперимент по проверке работы дифференциатора и интегратора состоит в интегрировании продифференцированного прямоугольного колебания. Математика говорит нам, что должна быть восстановлена исходная функция, то есть прямоугольный сигнал. Если показанная на рис. 10.19 интегрирующая цепь включена вслед за дифференцирующей цепью, приведенной на рис. 10.17, и на эту комбинацию подается прямоугольное колебание, то теорию можно проверить, наблюдая выходной сигнал с помощью осциллографа. Сносное изображение входного сигнала получится при частоте следования импульсов около 500 Гц. Попробуйте объяснить неточность результата.

10.12. Измеритель частоты следования импульсов с накачкой заряда

Много импульсных схем разработано для обработки сигналов от детекторов излучения, таких как трубки Гейгера—Мюллера, твердотельные детекторы частиц и фотоумножители. Импульсы усиливаются и преобразуются в прямоугольную форму с использованием таких схем, как приведенная на рис. 10.2, часто в комбинации с триггером Шмитта или ждущим мультивибратором (см. гл. 12). В таких ситуациях обычно требуется измерить частоту следования импульсов, которая пропорциональна интенсивности излучения, падающего на детектор.

При низких уровнях излучения частота импульсов может быть настолько малой, что ее можно определить вручную, как в случае хорошо знакомых «счетчиков Гейгера» со звуковым выходом, издающих характерные щелчки. При более высокой частоте следования импульсы обычно подаются на цифровые счетчики, например такие, как счетчики, рассматриваемые в гл. 13, а затем число импульсов, поступивших за фиксированное время, автоматически отображается на цифровом индикаторе.

Однако часто бывает удобно получать текущую индикацию частоты следования импульсов на аналоговом (стрелочном) приборе. Этого можно достичь с помощью измерителя частоты с *накачкой заряда* (диодного насоса), схема которого показана на рис. 10.22. Единственное требование к входным импульсам состоит в том, чтобы они были положительной полярности и постоянной амплитуды. Форма сигнала не имеет значения.

Когда поступает положительный импульс, он заряжает небольшой конденсатор C_1 через диод D_1 до пикового напряжения. В интервалах между импульсами, когда входное напряжение равно нулю, конденсатор C_1 быстро разряжается через диод D_2 в конденсатор большой емкости C_2 и вновь оказывается готов принять следующий импульс. Между тем конденсатор C_2 постоянно разряжается через резистор R . Итак, чем чаще следуют импульсы, тем чаще конденсатор C_2 получает порцию заряда от конденсатора C_1 , тем выше поднимается на нем разность потенциалов и тем большими становятся показания вольтметра, пропорциональные скорости поступления импульсов на вход. Это справедливо, пока напряжение на конденсаторе C_2 остается малым по сравнению с амплитудой входных импульсов. Конденсатор C_2 может быть представлен водяным баком, который имеет постоян-

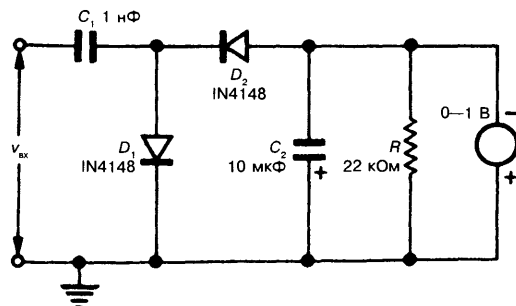


Рис. 10.22. Измеритель частоты с накачкой заряда.

ную утечку (через резистор R) и который пополняется водяным насосом порциями из C_1 . Уровень воды в баке (выходное напряжение) тогда прямо пропорционален скорости подкачки (частоте входного сигнала).

Измеритель частоты с накачкой заряда часто используется как тахометр, особенно в автомобилях, где источником импульсов, связанных с частотой вращения двигателя, служит система зажигания.

Если на вход описанного измерителя подавать импульсы, имеющие постоянную амплитуду и частоту, а емкость конденсаторов C_1 и C_2 изменять, то выходное напряжение будет прямо пропорционально емкости C_1 и обратно пропорционально емкости C_2 . Таким образом, эта схема может выполнять функцию измерителя емкости с непосредственным отсчетом.

10.13. Ограничение импульсов

Чтобы получить положительные импульсы одинаковой амплитуды для использования в накопителе заряда, можно воспользоваться схемой транзисторного формирователя прямоугольных сигналов, приведенной на рис. 10.2, со стабильным источником питания или, чтобы обойтись без источника

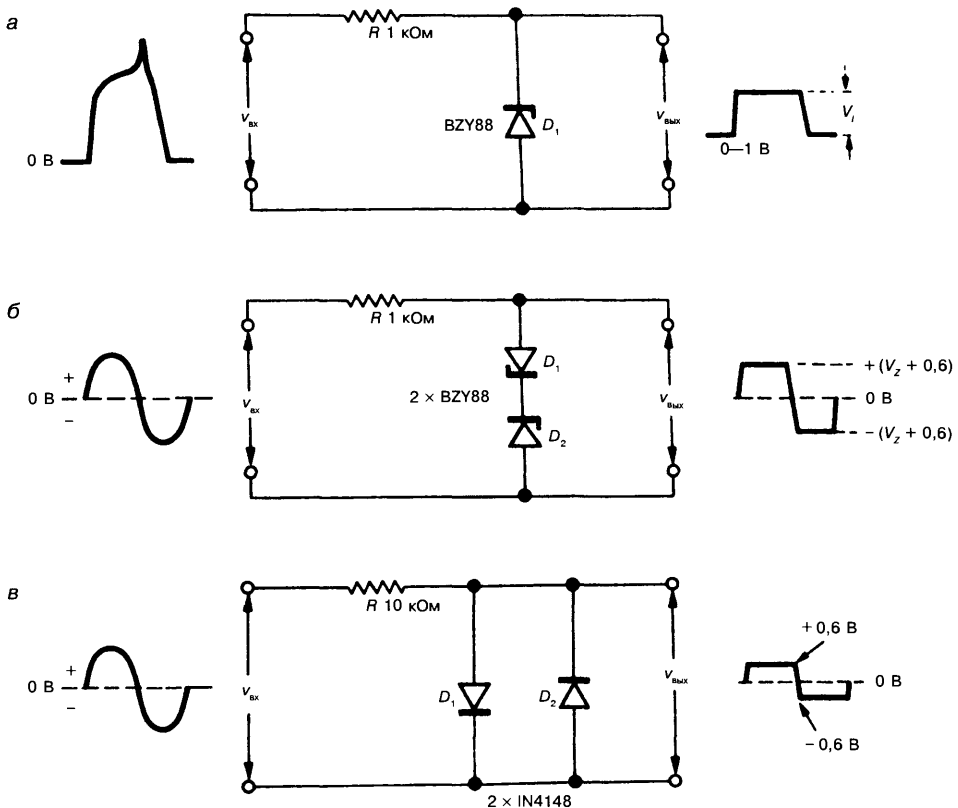


Рис. 10.23. Диодные схемы ограничения сигнала:

a — ограничитель положительного импульса на стабилитроне; *б* — ограничитель двухполярных сигналов на стабилитронах; *в* — ограничитель на двух диодах, смещенных в прямом направлении, с полным размахом выходного сигнала 1,2 В.

питания, можно применить ограничитель на стабилитроне, показанный на рис. 10.23, а. Диод начинает проводить, когда превышено напряжение зенеровского пробоя V_z ; таким образом, импульсы ограничиваются на одинаковой высоте, равной V_z .

Положительные и отрицательные импульсы можно ограничить включенными навстречу стабилитронами, как показано на рис. 10.23, б. При положительных импульсах диод D_1 смещен в прямом направлении, и ограничение наступает, когда напряжение на диоде D_2 достигает величины V_z ; при отрицательных входных импульсах диоды меняются ролями. Таким образом, ограниченный выходной сигнал принимает значения $\pm(V_z + 0,6)$ В, где учтены 0,6 В, падающие на диоде при смещении в прямом направлении.

Если требуется ограничивать положительные и отрицательные сигналы и достаточны напряжения $\pm 0,6$ В на выходе ограничителя, то эта задача решается путем применения обычных диодов в схеме, представленной на рис. 10.23, в. В этом случае используется быстро растущая экспоненциальная зависимость тока кремниевого p - n -перехода от напряжения прямого смещения порядка 0,6 В, диод действует как короткое замыкание при любом более высоком напряжении; диод D_1 проводит во время положительных импульсов, а диод D_2 — во время отрицательных.

Схемы, приведенные на рис. 10.23, б и в, иногда используют наряду с обычным линейным усилением для ограничения аналоговых сигналов. При этом их часто тоже называют *ограничителями*, и они выполняют защитную функцию, предохраняя схемы от повреждения при перегрузках, таких как разряд статического электричества и токи в телекоммуникационных линиях.

ГЛАВА 11

«СТРОИТЕЛЬНЫЕ БЛОКИ» АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

11.1. Введение

Очевидно, что «строительным материалом» в современной электронике являются интегральные схемы (ИС). У нас уже была возможность коснуться применения ИС, когда обсуждался вопрос о стабилизаторах в источниках питания. Теперь мы обратимся к ИС, чтобы рассмотреть их возможности в полном объеме. При беглом просмотре каталога у поставщика электронных компонентов обнаруживается неограниченное, судя по всему, разнообразие ИС, выполняющих, по существу, все мыслимые функции. В одной ИС может быть от дюжины до миллиона транзисторов, в зависимости от назначения, со всеми необходимыми резисторами, диодами и т. д. Следствием тесного теплового контакта между всеми компонентами, который достигается в результате изготовления их на одном кристалле кремния, являются превосходная стабильность микросхем и предсказуемость их поведения.

Окажется, что понимание схем на дискретных компонентах, приобретенное при изучении предыдущих глав, существенно для надлежащего сопряжения ИС между собой: в самом деле, даже сегодня лишь очень немногие аналоговые устройства полностью обходятся без дискретных полупроводниковых приборов. Однако применение ИС освобождает разработчика электронных конструкций от значительной части трудоемкой и неблагодарной работы (в оригинале: от «работы для ишака». — *Примеч. перев.*). Кроме того, благодаря малым размерам ИС и низкому уровню потребляемой ими мощности стало возможным создание таких изделий, как камкордер (портативная видеокамера. — *Примеч. перев.*) или умещающийся на ладони приемник спутниковой навигационной системы GPS.

В этой главе мы будем иметь дело с применением ИС. Они предназначены для преобразования *аналоговых* сигналов, являющихся носителями информации, которая выражена их величиной и формой. Большая часть сигналов звукового диапазона и радиосигналов попадает в эту категорию; стандартные двоичные импульсы в цифровых схемах, о которых будет идти речь в гл. 13, образуют совсем другой класс сигналов. Чтобы дать представление о содержании данной главы, на рис. 11.1 показано множество схем, являющихся «строительными элементами», из которых собираются более сложные конструкции; эти схемы и будут рассмотрены ниже, а к рис. 11.1 можно обращаться как к справочнику, где они перечислены и описаны в общих чертах.

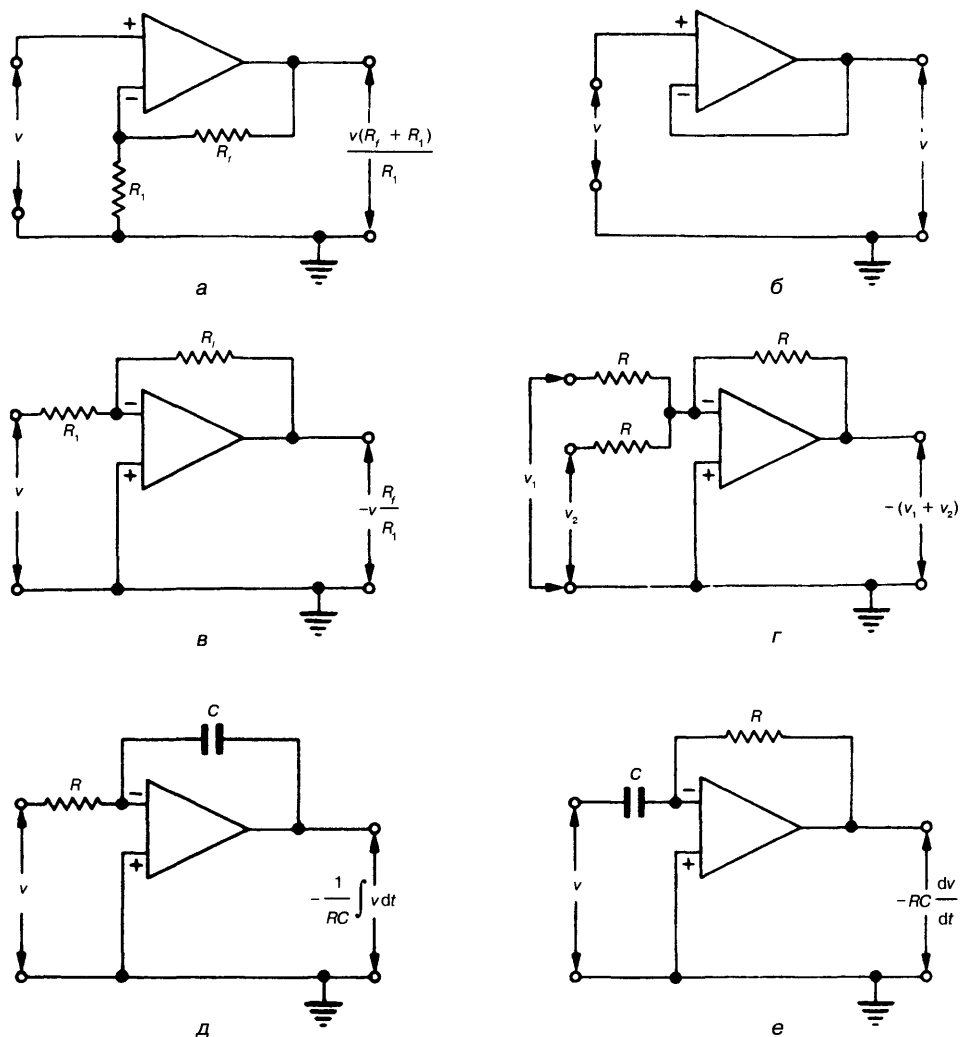


Рис. 11.1. а — неинвертирующий усилитель; б — повторитель напряжения; в — инвертирующий усилитель; г — сумматор; д — интегратор; е — дифференциатор.

11.2. Операционный усилитель

11.2.1. Упрощающие предположения

Во всех схемах на рис. 11.1 используются *операционные усилители* (ОУ). Термин «операционный» применяется в настоящее время в широком смысле для обозначения усилителя напряжения с большим коэффициентом усиления, и особенно в том случае, когда усилитель имеет вид ИС; это название происходит от первоначального применения таких усилителей для выполнения аналоговых математических *операций*. Характеристики ОУ таковы, что в большинстве практических схем можно придерживаться следующих предположений:

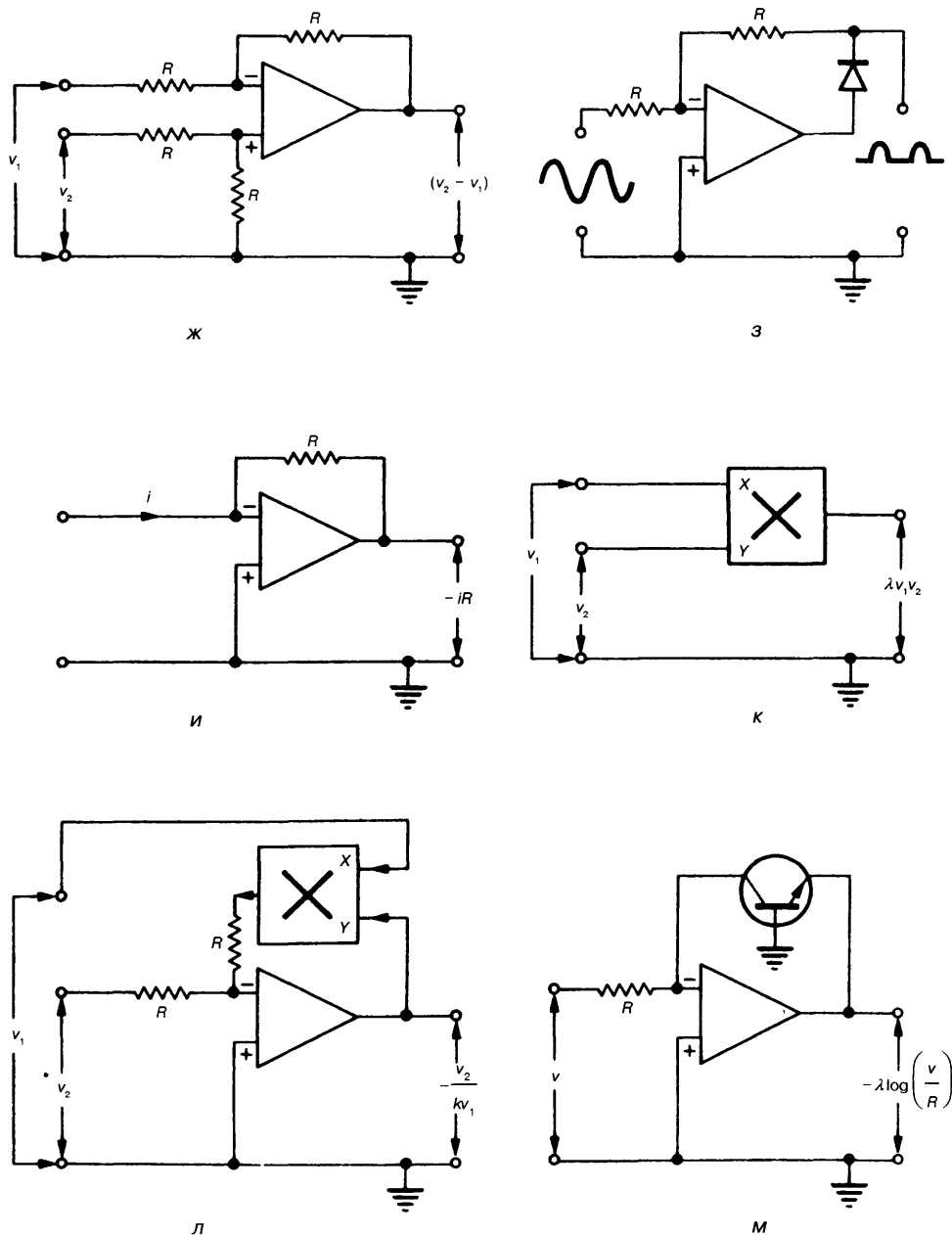


Рис. 11.1 (окончание). Ж — дифференциальный усилитель (вычитатель); З — прецизионный выпрямитель; И — преобразователь тока в напряжение; К — умножитель; Л — делитель; М — логарифмический усилитель.

- коэффициент усиления напряжения без обратной связи A_{VOL} бесконечно велик (типичное значение 2×10^5);
- входное сопротивление равно бесконечности (типичное значение 2 МОм);
- выходное сопротивление равно нулю (типичное значение 75 Ом).

Указанные значения параметров относятся к популярному интегральному усилителю типа 741 (наиболее близкий аналог 140УД7. — *Примеч. перев.*), который фигурирует во многих практических схемах в этой книге.

11.2.2. Начальный входной ток и напряжение смещения

Ко входным выводам ОУ подключены базы или затворы внутренних транзисторов, на которые необходимо подать некоторое постоянное опорное напряжение; кроме того, должна быть предоставлена возможность течь небольшому току, если нужно, чтобы усилитель функционировал (на кристалле нет разделительных конденсаторов). У ИС 741 входной ток составляет около 100 нА. Поэтому первое правило для конструктора состоит в том, что у всякого ОУ от каждого из входов должен быть тот или иной путь на землю по постоянному току, хотя бы через высокоомный резистор.

В идеальном случае желательно, чтобы сопротивления между инвертирующим входом и землей и между неинвертирующим входом и землей были одинаковы; иначе возникнет напряжение смещения на входе, как это показано на рис. 11.2. Можно предположить, что начальные входные токи одинаковы, то есть

$$I_1 = I_2.$$

Тогда при $R_1 = R_2$ напряжения $V_1 = V_2$ будут равны, и действующее между входами усилителя разностное напряжение смещения $V_1 - V_2$ будет иметь нулевое значение. В большинстве случаев инвертирующий вход будет соединен с выходом резистором обратной связи R_f , как это сделано в схеме на рис. 11.3; поэтому частью начального тока будет ток, текущий по резистору R_f со стороны выхода. Если наша схема рассчитана правильно, так что напряжение смещения равно нулю, то выходное напряжение также равно нулю в режиме покоя. Цепь, по которой течет начальный входной ток I_1 , образована фактически параллельным соединением резисторов R_1 и R_f . Поэтому для минимизации смещения в схеме на рис. 11.3 нам следует выбрать R_2 по правилу:

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f},$$

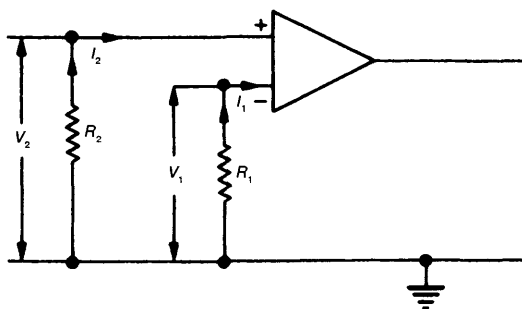


Рис. 11.2. Возникновение разностного входного напряжения смещения $V_1 - V_2$ в результате протекания начальных входных токов (I_1 и I_2) по резисторам R_1 и R_2 , включенным между входами и землей.

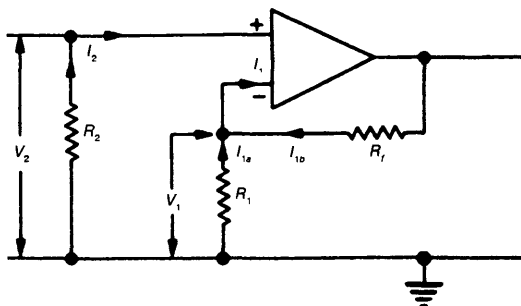


Рис. 11.3. Возникновение напряжения смещения в часто встречающейся схеме с обратной связью.

то есть

$$R_2 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}.$$

Может показаться, что можно вовсе избежать появления напряжения смещения, выбрав резисторы так, чтобы сопротивления между каждым из входов и землей были равны. К сожалению, на практике дело обстоит не так просто; может существовать небольшой разбаланс между частями схемы внутри ОУ, и поэтому начальные токи не равны.

Разность двух начальных входных токов называют *входным током смещения*; его величина у ИС 741 достигает 20 нА. Поэтому не стоит беспокоиться о согласовании сопротивлений на входах с большей точностью чем 20 %.

Однако необходимо принять во внимание еще один фактор, состоящий в том, что — безотносительно к напряжениям, поступающим на входы извне, — у самой ИС имеется собственное небольшое напряжение смещения на входе; у ИС 741, например, оно порядка 1 мВ. Начальные токи и ток смещения имеют величину порядка десятков наноампер (10^{-9} А) и не играют сколько-нибудь существенной роли до тех пор, пока сопротивления на каждом из входов составляют несколько сотен или тысяч ом, как это чаще всего и бывает. Но, протекая по сопротивлению 100 кОм, ток в 100 нА создает на нем разность потенциалов 10 мВ, которая уже может оказаться сравнимой с усиливаемым сигналом.

Более серьезным, чем наличие определенного результирующего смещения, является тот факт, что начальные токи и ток смещения меняются с температурой. Дрейф тока смещения у ИС 741 составляет, как правило, 1 нА/°С, и это может вызывать дрейф выходного напряжения.

Из этого следует, что целесообразно установить верхний предел для сопротивлений резисторов, включаемых между каждым из входов и землей; для ИС 741 таким пределом может быть 500 кОм. В практике промышленного проектирования считается правильным ограничиваться максимальным значением 50 кОм для лучшей стабильности по постоянному току. Когда требуется, чтобы резисторы на входах имели большее сопротивление, применяют ОУ со значительно меньшими начальными токами, которые имеются в наличии, но стоят дороже, чем ИС 741. В ИС LM308 входные тран-

зисторы имеют очень большой коэффициент усиления («супербета» транзисторы) и достигается значение начального входного тока 7 нА, а входной ток смещения оказывается равным всего лишь 1,5 нА.

Для того чтобы входные токи были значительно меньше, нужны схемы с полевыми транзисторами на входах. К такого рода схемам относится ИС TL071 фирмы Texas, у которой начальный входной ток равен 30 пА, а входной ток смещения — 5 пА; при таких токах допустимы большие сопротивления на входах, например 100 МОм. При использовании полевых транзисторов приходится жертвовать входным напряжением смещения: типичное значение этой величины у ИС TL071 равно 3 мВ, тогда как у ИС 741 всего лишь 1 мВ. Это обусловлено главным образом тем, что трудно изготовить два идеально подогнанных один к другому полевых транзистора; это обстоятельство приводит также к тому, что входное напряжение смещения в схеме на полевых транзисторах более чувствительно к изменению температуры, чем в схеме на биполярных транзисторах.

11.2.3. Схема балансировки

Как с очевидностью следует из нашего рассмотрения, невозможно создать усилитель без напряжения смещения на входе. Другими словами, даже в том случае, когда никакие внешние сигналы не подаются на вход усилителя, у него на входе присутствуют несколько милливольт постоянного напряжения как его собственное свойство. Для усилителей с большим коэффициентом усиления это может быть серьезной проблемой: если результирующий коэффициент усиления равен 1000, то 1 мВ входного смещения проявится как один вольт напряжения на выходе.

Когда усилитель предназначен для работы только с переменными сигналами и на выходе применен разделительный конденсатор, он отсекает любое смещение по постоянному току, и все будет в порядке, пока смещение не уведет точку покоя так далеко, что имеющиеся выходные колебания будут ограничиваться. Однако для того, чтобы усиливать по постоянному току, нам необходимы какие-то средства регулировки выходного напряжения для установки нуля при нулевом сигнале на входе. Эту функцию выполняет

схема балансировки; она состоит из потенциометра, подключаемого к ОУ извне. На рис. 11.4 показано это крайне простое приспособление для установки нулевого смещения в ИС 741, с помощью которого можно компенсировать входные напряжения смещения величиной примерно ± 25 мВ.

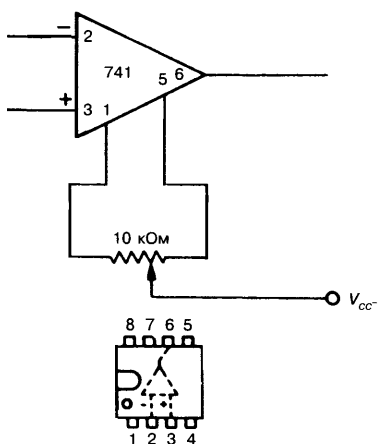


Рис. 11.4. Схема балансировки для ИС 741 (указаны номера выводов для корпуса с восьмью выводами, расположенными в два ряда).

11.3. Практические детали

В этой главе описывается множество усилителей и других устройств обработки сигналов, причем делается это с практической точки зрения, чтобы читатель мог собирать такие схемы и проводить с ними эксперименты. Во всех случаях приводятся характерные величины компонентов, а также обсуждается роль, которую играют в схеме различные компоненты, чтобы можно было по мере необходимости изменять значения параметров в тех или иных конкретных применениях. Всегда остается простор для экспериментов.

В качестве ОУ во всех практических схемах используется ИС 741. Ее нетрудно заменить другой микросхемой, например усилителем с полевыми транзисторами на входах наподобие ИС TL071. Цолевка у микросхем стандартная, за исключением отдельных выводов специального назначения, таких как выводы, используемые для балансировки; в отношении таких выводов следует обращаться к справочным данным, когда это необходимо.

Напряжения питания (V_{CC+} и V_{CC-}) предполагаются равными $+15$ и -15 В, если не оговорено другое; они подаются на выводы 7 и 4 соответственно, как показано на рис. 11.5. Общей точкой, в которой соединяются источники питания, является указанная на схеме земля (0 В), но ИС непосредственно к земле не подключается. Хотя в упомянутых справочных данных об ОУ обычно предполагается, что напряжения питания равны ± 15 В, ИС 741 будет удовлетворительно работать в широком диапазоне напряжений питания от ± 3 до ± 18 В. Как можно было ожидать, от напряжения питания зависит коэффициент усиления без обратной связи, чаще всего в пределах от 40 000 до 250 000, но это, как правило, не бывает существенным в схемах с глубокой отрицательной обратной связью. Более серьезным является ограничение выходного сигнала, полный размах которого не превосходит величины $(2V_{CC-} - 2)$ В.

Коль скоро указанные ограничения оказываются приемлемыми, большая часть схем, о которых пойдет речь, будет хорошо работать при напряжениях $+9$ и -9 В, источником которых может служить пара батарей от портативного радиоприемника.

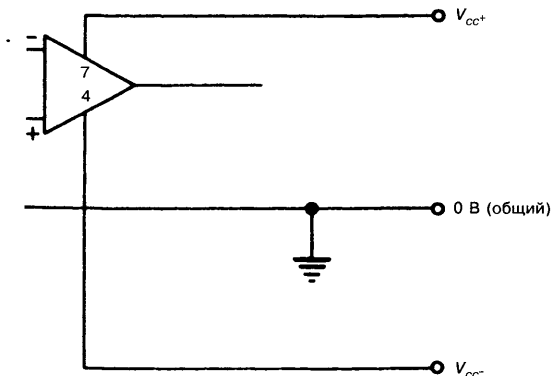


Рис. 11.5. Подключение источников питания к усилителю типа 741. Типичные значения V_{CC+} и V_{CC-} равны ± 15 В. Земля (0 В) соединяется со «средней точкой» двух источников питания.

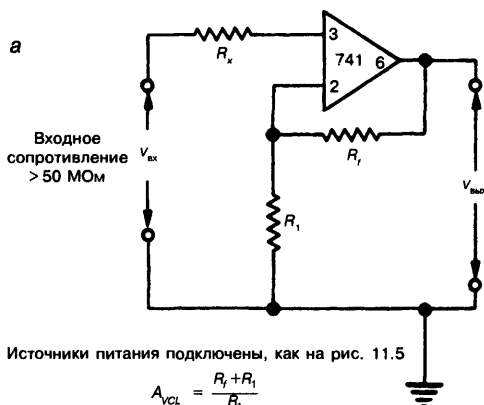
11.4. Неинвертирующий усилитель

11.4.1. Простейший усилитель постоянного тока

В разд. 4.8 уже рассматривался неинвертирующий усилитель с последовательной отрицательной обратной связью, а в схеме на рис. 8.12 такой усилитель был применен для усиления сигнала термопары. Сигнал обратной связи, подаваемый на инвертирующий вход ОУ, по существу, вычитается из входного сигнала, подаваемого на неинвертирующий вход.

На рис. 11.6 представлен неинвертирующий усилитель, предназначенный для работы в диапазоне частот, простирающемся до 0 Гц (до постоянного тока); входная цепь рассчитана на подключение усилителя к источнику сигнала с малым выходным сопротивлением. Это последнее требование является следствием того, что для усилителя необходимо, чтобы через источник сигнала мог течь начальный входной ток усилителя, и поэтому между входом и землей должен быть путь по постоянному току. Резистор R_x в этой схеме нужен просто для того, чтобы обеспечить равенство сопротивлений между каждым из входов и землей. Если выходное сопротивление источника сигнала сравнимо с R_x , то его значение следует вычесть из R_x . На первый взгляд может показаться, что включение резистора R_x последовательно с источником сигнала приведет к значительному ослаблению сигнала; к счастью, это не так, поскольку сам усилитель благодаря отрицательной обратной связи обладает входным сопротивлением, равным, по крайней мере, 50 МОм. Таким образом, потери сигнала на сопротивлении R_x , равном 10 кОм или такого порядка, будут пренебрежимо малы. Такие источники сигналов, как термопара или предшествующий ОУ, сами по себе обладают пренебрежимо малым внутренним сопротивлением.

Обратите внимание: согласно таблице на рис. 11.6, б, схему можно применить, чтобы получить единичный коэффициент усиления напряжения; практическая целесообразность этого может вызвать сомнение. В ответ



$A_{\text{вкл}}$	R_f	R_1	R_x
1	0	∞	0
10	90 кОм	10 кОм	9 кОм
100	1 МОм	10 кОм	10 кОм
1000	10 МОм	10 кОм	10 кОм

б

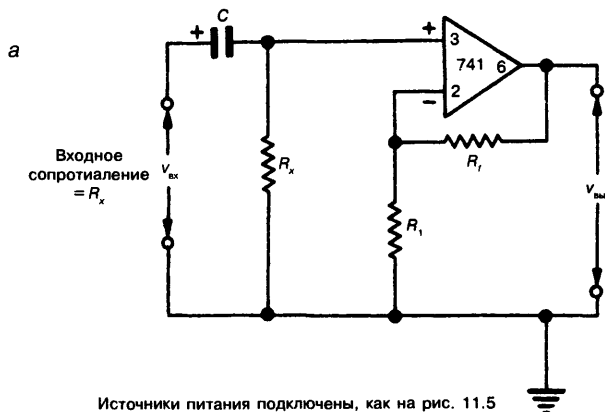
для минимального смещения $R_x = \frac{R_f R_1}{R_f + R_1}$

Рис. 11.6. а — неинвертирующий усилитель; б — таблица с типичными значениями компонентов.

можно сказать следующее: неинвертирующий усилитель с единичным коэффициентом усиления позволяет обеспечить согласование сопротивлений подобно эмиттерному повторителю. Его называют *повторителем напряжения*. Его входное сопротивление может равняться многим сотням мегаом на низких частотах, а выходное сопротивление меньше 1 Ом, хотя из-за ограничений по току ИС 741 не может работать на нагрузку меньше 2 кОм без сужения интервала значений, в пределах которого возможны колебания выходного напряжения. На нагрузки до 600 Ом может работать ИС NE5534, у которой также очень низкий уровень шумов, и поэтому ее активно применяют в устройствах звукового диапазона. В разд. 5.9 отмечалось, что при создании малошумящей аппаратуры следует также применять резисторы с возможно меньшими сопротивлениями.

11.4.2. Использование разделительных конденсаторов

Во многих случаях потребуется, чтобы в усилителе происходило усиление только переменных сигналов, причем возможно, что источник сигнала не обеспечивает необходимого пути на землю по постоянному току для начального входного тока ОУ. Разделительный конденсатор бывает нужен во входной цепи, чтобы исключить постоянную составляющую во входном сигнале, которая — в противном случае — вызвала бы перегрузку усилителя. В таких случаях схему, изображенную на рис. 11.6, необходимо видоизменить так, чтобы не надо было полагаться на протекание начального вход-



б

$A_{\text{исл}}$	R_f	R_1	R_x	C
1	100 кОм	∞	100 кОм	1 мкФ
10	900 кОм	100 кОм	90 кОм	1 мкФ
100	10 МОм	100 кОм	100 кОм	1 мкФ
1000	10 МОм	10 кОм	10 кОм	10 мкФ

Рис. 11.7. а — неинвертирующий усилитель с изолированной по постоянному току входной цепью; б — таблица с типичными значениями компонентов.

ного тока через источник сигнала. Подходящая модификация схемы представлена на рис. 11.7, где резистор R_x включен между неинвертирующим входом и землей, а сигнал поступает на вход через разделительный конденсатор. Основная проблема в этой схеме состоит в том, что резистор R_x шунтирует собой вход схемы, так что собственное большое входное сопротивление ИС пропадает даром. Сопротивление R_x в схеме на рис. 11.7 выбрано настолько большим, насколько это совместимо с желанием иметь малое напряжение смещения на выходе. Обычно можно включить последовательно с выходом разделительный конденсатор, так что никакое смещение не пройдет; в этом случае требования к смещению будут менее строгими.

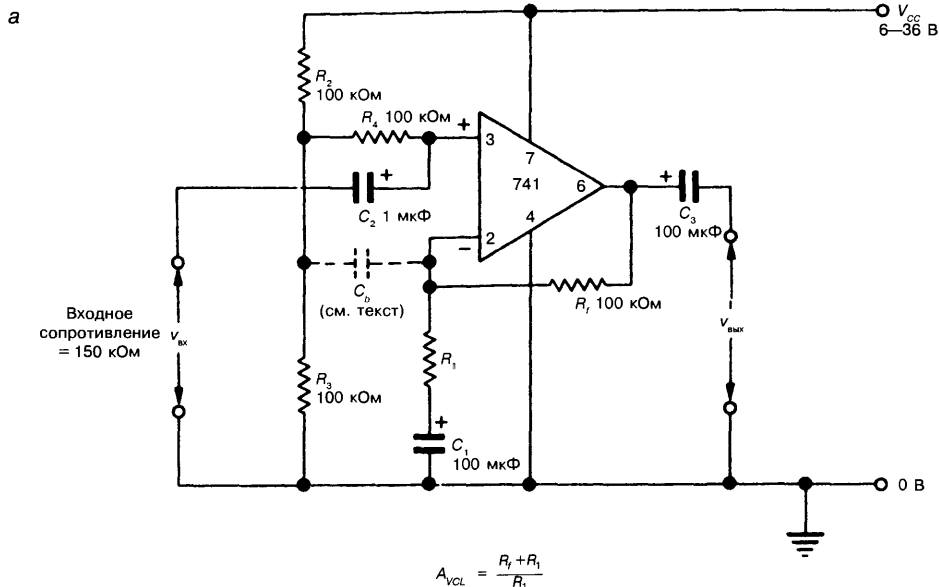
Другой способ, часто применяемый в усилителях переменного тока, состоит во включении разделительного конденсатора последовательно с резистором R_1 в цепи обратной связи. Тогда сопротивление R_x можно сделать таким же большим, как R_f , и это не приведет к возникновению существенного напряжения смещения. Важное достоинство такого подхода заключается в том, что коэффициент усиления с обратной связью по постоянному току остается равным единице независимо от того, насколько большим устанавливается коэффициент усиления по переменному току; в результате напряжение смещения на выходе оказывается минимальным, и обеспечивается превосходная стабильность по отношению к температуре.

11.4.3. Усилитель переменного напряжения с питанием от одного источника

Усилитель, которому предстоит иметь дело только с переменными сигналами, с разделительными конденсаторами как на входе, так и на выходе, может работать с одним источником питания, а не с двумя, как потребовалось бы в противном случае. По существу, источники положительного и отрицательного напряжений питания нужны усилителю постоянного тока одновременно для того, чтобы в отсутствие сигнала обеспечить наличие нуля вольт по постоянному току на входе и на выходе. При наличии разделительных конденсаторов это не является необходимым: можно установить на входе и на выходе напряжение посередине между землей и V_{CC+} , чтобы были возможны отклонения сигнала как в положительную, так и в отрицательную сторону.

Схема, приведенная на рис. 11.8, удовлетворяет этим требованиям. Благодаря конденсатору C_1 в делителе обратной связи схема функционирует по постоянному току как повторитель напряжения с единичным усилением. С помощью делителя из резисторов R_2 и R_3 потенциал неинвертирующего входа поддерживается равным половине напряжения питания относительно земли; поэтому вследствие единичного усиления по постоянному току напряжение на выходе ИС устанавливается таким же, так что двухполярные колебания сигнала оказываются возможными. Разделительные конденсаторы на входе и на выходе не пропускают во внешние цепи напряжение покоя $V_{CC}/2$.

К сожалению, наличие начального входного тока в схемах на рис. 11.7 и 11.8 препятствует тому, чтобы входное сопротивление было большим, каким оно бывает у схем с последовательной обратной связью. Входное со-



б

A_{vcl}	R_1
1	∞
10	11 кОм
100	1 кОм
1000	100

Рис. 11.8. а — неинвертирующий усилитель переменных сигналов (с одним источником питания); б — таблица значений R_1 .

противление самого усилителя с обратной связью может быть большим и доходить до 100 МОм, но необходимость обеспечить путь для протекания постоянного начального входного тока означает, что сопротивление между входом и землей, а следовательно, и полное входное сопротивление должны быть ограничены несколькими сотнями килоом. Однако в схеме на рис. 11.8 имеется возможность увеличить эффективное значение сопротивления резистора R_4 во входной цепи посредством *следящей обратной связи*, то есть методами положительной обратной связи, обсуждавшимися в подразд. 5.12.6 при рассмотрении эмиттерного повторителя. Точки X и Y можно соединить конденсатором большой емкости C_b (10–100 мкФ), подав переменный сигнал из точки X (инвертирующий вход) на тот из концов резистора R_4 , который помечен буквой Y . Благодаря почти бесконечному коэффициенту усиления ОУ величина сигнала на неинвертирующем и инвертирующем входах фактически одинакова; разность потенциалов на входах меньше милливольт. Поэтому в результате включения конденсатора следящей обратной связи напряжение на обоих концах резистора R_4 растет и уменьшается вместе со входным сигналом; значит, ток, текущий по этому

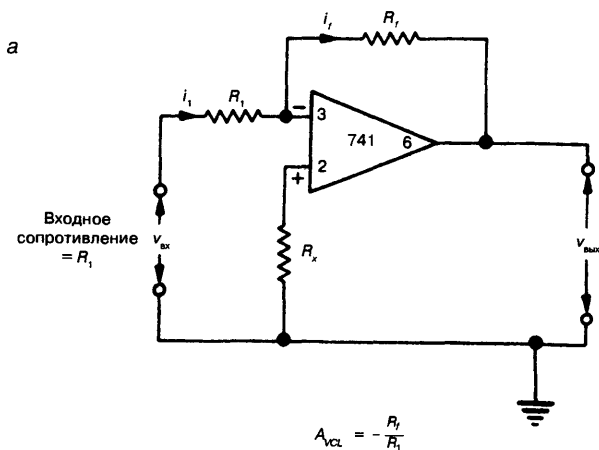
резистору, пренебрежимо мал, а эффективное значение его сопротивления по отношению ко входному сигналу увеличивается во много раз.

Реальное входное сопротивление, которое может быть достигнуто, зависит от отношения A_{VOL}/A_{VCL} ; его характерное значение 300 МОм на низких частотах, но на частоте 20 кГц оно падает до 2 МОм из-за спада A_{VOL} в области высоких частот.

11.5. Инвертирующий усилитель

11.5.1. Введение

Совсем нетрудно одновременно подать на инвертирующий вход ОУ входной сигнал и сигнал отрицательной обратной связи. В результате получится, как и можно было ожидать, инвертирующий усилитель, у которого выходной сигнал сдвинут по фазе на 180° относительно входного сигнала. Про схему, показанную на рис. 11.9, говорят, что в ней имеется *параллельная обратная связь*, поскольку сигнал отрицательной обратной связи оказывается включенным не последовательно со входным сигналом, а подается параллельно с ним на один и тот же вход. Анализ параллельной обратной связи не вызывает затруднений; как мы увидим, такая связь особенно важна, поскольку на ней основаны электронные аналоги математических операций (аналоговые вычисления).



б

A_{VCL}	R_f	R_1	R_x
-1	100 кОм	100 кОм	47 кОм
-10	100 кОм	10 кОм	10 кОм
-100	1 МОм	10 кОм	10 кОм
-1000	10 МОм	10 кОм	10 кОм

Рис. 11.9. а — инвертирующий усилитель; б — таблица с типичными значениями компонентов.

11.5.2. Мнимая земля

Чтобы рассчитать действие параллельной обратной связи, мы воспользуемся тремя упрощающими предположениями о свойствах ОУ:

- коэффициент усиления без обратной связи $A_{VOL} = \infty$;
- входное сопротивление $Z_{BX} = \infty$;
- выходное сопротивление $Z_{ВЫХ} = \infty$.

Точку E в схеме на рис. 11.9, где резисторы R_f и R_1 подключаются к инвертирующему входу, называют *мнимой землей*, потому что в случае, когда коэффициент усиления напряжения стремится к бесконечности, разность потенциалов между входами усилителя должна быть пренебрежимо малой. Таким образом, с точки зрения сигнала инвертирующий вход имеет тот же самый потенциал, что и неинвертирующий вход, который заземлен.

Принимая во внимание, что точка E является мнимой землей, видим, что все входное напряжение v_{BX} оказывается приложенным ко входному резистору R_1 . Отсюда непосредственно следует, почему входное сопротивление R_{BX} равно R_1 , как это указано на рис. 11.9: R_1 является единственным сопротивлением, находящимся между входной клеммой и мнимой землей. Поэтому ток, создаваемый сигналом в R_1 , равен

$$i_1 = \frac{v_{BX}}{R_1}.$$

Теперь рассмотрим резистор обратной связи, включенный между мнимой землей и выходом, где действует напряжение $v_{ВЫХ}$; полагая, что ток сигнала i_f течет в направлении, указанном на рисунке, получим:

$$i_f = \frac{-v_{ВЫХ}}{R_f}.$$

Коль скоро входное сопротивление ОУ бесконечно велико, ток сигнала не может затекать в инвертирующий вход; отсюда следует, что

$$i_f = i_1,$$

то есть

$$\frac{-v_{ВЫХ}}{R_f} = \frac{-v_{BX}}{R_1}.$$

поэтому

$$A_{VOL} \frac{v_{ВЫХ}}{v_{BX}} = \frac{-R_f}{R_1}. \quad (11.1)$$

Тот факт, что коэффициент усиления определяется всего лишь отношением сопротивлений двух резисторов, делает применение инвертирующего усилителя очень гибким. Если, например, в качестве R_f взять магазин сопротивлений с нанесенной калибровкой в килоомах, а R_1 сделать равным точно 1 кОм, то значение коэффициента усиления усилителя можно видеть по шкале магазина сопротивлений.

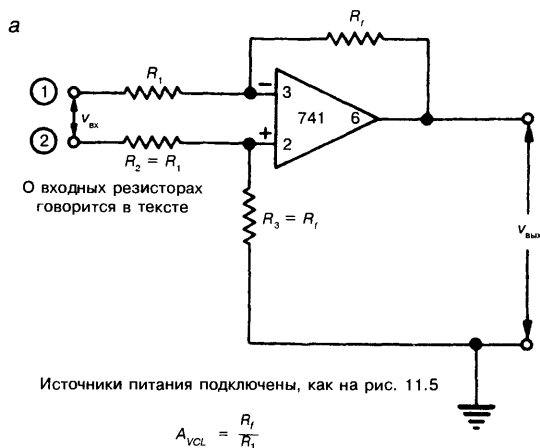
Простой инвертирующий усилитель двояко используется в аналоговых вычислениях. Во-первых, при $R_f = R_1$ он действует как устройство, изменяющее знак (инвертор) без изменения величины сигнала. Во-вторых, когда требуется умножить переменную (сигнал) на константу k , выбирают R_f/R_1 равным k ; если константа положительна, то мы должны вслед за этим включить инвертор, чтобы скорректировать знак.

11.5.3. Усиление переменного сигнала инвертирующим усилителем

Если требуется, то можно воспользоваться разделительными конденсаторами без какого-либо изменения основной схемы, поскольку необходимый путь по постоянному току от каждого из входов ОУ на землю (через резисторы R_f и R_x) остается. Так как по резистору R_1 уже не будет течь постоянный ток от инвертирующего входа, следует увеличить значение R_x , сделав его равным R_f , чтобы минимизировать напряжение смещения на выходе.

11.6. Дифференциальный усилитель с обратной связью

В схеме на рис. 11.10 входная цепь устроена так, что подача сигнала обратной связи совмещается с наличием дифференциального входа; фактически эта схема представляет собой комбинацию схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Вход (1) является инвертирующим входом, а вход (2) — неинвертирующим. Если вход (2) заземлить, а на вход (1) подать сигнал, то получившаяся схема как теоретически, так и практически будет эквивалентна инвертирующему усилителю, представленному на рис. 11.9, с коэффициентом усиления напряжения R_f/R_1 . Если входы поменять местами, то получится такой же, как на рис. 11.6, неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления R_f/R_1 . Относительное ослабление синфазного



A_{vcl}	$R_f = R_3$	$R_1 = R_2$
1	100 кОм	100 кОм
10	100 кОм	10 кОм
100	1 МОм	10 кОм
1000	10 МОм	10 кОм

б

Рис. 11.10. а — усилитель с обратной связью и дифференциальным входом; б — таблица с типичными значениями компонентов.

сигнала в принципе может быть таким же большим, каким оно является у самого ОУ, но на практике оно ограничено допусками на сопротивления резисторов.

Указанные на рис. 11.10 величины сопротивлений обеспечивают минимум смещения по постоянному току, но имеет место значительная несоразмерность входных сопротивлений, каждое из которых определяется как сопротивление между соответствующим входом и землей. Глядя со стороны входа (1), мы видим резистор R_1 , за которым следует мнимая земля на инвертирующем входе; таким образом, входное сопротивление со стороны входа (1) равно R_1 . Глядя со стороны входа (2), мы видим резистор R_2 , включенный последовательно с резистором R_3 ; входное сопротивление самого ОУ со стороны его неинвертирующего входа очень велико. Таким образом, в случае, когда схема в целом должна усиливать в 100 раз и взяты предлагаемые в таблице значения сопротивлений, входное сопротивление $Z_{вх}$ со стороны входа (1) равно 10 кОм, а со стороны входа (2) — 1,01 МОм. Но ведь одним из важных применений дифференциального усилителя является подавление с его помощью фона и помех, которые наводятся на подводящих проводах (см. разд. 8.7). Если сопротивление источника сигнала не мало, то значительное различие входных сопротивлений становится существенным недостатком, поскольку на входе с большим входным сопротивлением будут наводиться много большие фон и помехи, чем на другом. Обычно бывает можно пожертвовать оптимальными условиями согласования по постоянному току, беря сопротивления такими, чтобы выполнялись равенства: $R_2 + R_3 = R_1$ и $R_2/R_3 = R_1/R_f$; при этом входные сопротивления выравниваются, а ООСС все же остается большим. На нескольких ОУ можно строить «измерительные» усилители с очень большими значениями ООСС, которые совершенно не зависят от сопротивления источника, тогда как условия оптимума по постоянному току оказываются выполненными. Чаще всего на каждом из входов в качестве буфера помещают повторитель напряжения.

11.7. Сумматор на основе ОУ

Представление о мнимой земле позволяет построить целый ряд схем, выполняющих математические операции с высокой точностью. Сумматор на основе ОУ — это, по существу, инвертирующий усилитель с дополнительными входами. На рис. 11.11 показан сумматор с двумя входами. Точка E является мнимой землей; иногда ее называют *точкой суммирования*.

Составляя уравнение баланса токов и полагая, что по входу ОУ ток не течет, имеем:

$$i_f = i_1 + i_2.$$

Поскольку точка E является мнимой землей, токи можно выразить через напряжения сигналов и сопротивления резисторов следующим образом:

$$\frac{-v_{вх}}{R_1} = \frac{v_{вх}}{R_2} + \frac{v_2}{R_2},$$

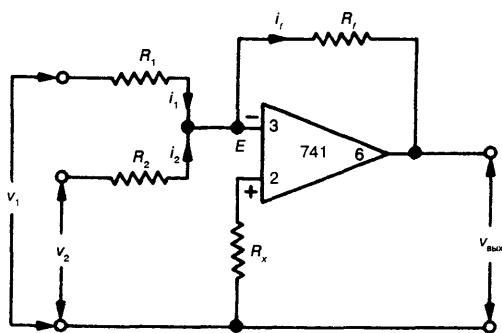


Рис. 11.11. Схема сумматора.

Источники питания подключены, как на рис. 11.5

$$V_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 \right)$$

для минимального сдвига $\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_f}$

то есть

$$v_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 \right). \quad (11.2)$$

Сопротивления резисторов обычно лежат в пределах от 10 до 200 кОм, и удобно выбрать их так, чтобы выполнялись равенства $R_1 = R_2 = R_f$; в этом случае

$$v_{\text{вых}} = - (v_1 + v_2).$$

Заметьте, что, хотя выходной сигнал и равен по величине сумме входных сигналов, все же знак его — обратный; это свойство всех схем с мнимой землей.

Характерным применением сумматора является его использование в микшере звукового диапазона, где объединяются выходные сигналы от микрофонов и сигналы от устройств, создающих специальные эффекты, реверберацию и т. д.; в студии звукозаписи могут смешиваться до пятидесяти входных сигналов при формировании двухканального стереосигнала на выходе. В домашних условиях, при создании «домашнего видео», для записи на звуковую дорожку обычно требуется смешать комментарий, звуковые эффекты и музыку. Существенная особенность микшера состоит в том, что замирание одного входного сигнала не должно влиять на коэффициент передачи других. Мнимая земля служит изолирующим барьером между входами сумматора на основе ОУ и обеспечивает, таким образом, независимое прохождение сигналов на выход. Простой микшер звукового диапазона, в котором применен сумматор, показан на рис. 11.12. Резистор обратной связи выбран так, чтобы коэффициент усиления был равен единице, но можно усиление сделать и большим, если требуется. Обычно сигналы от микрофонов поступают на входы микшера после того, как они прошли через мал шумящие микрофонные предусилители. К мнимой земле можно подключить любое число входов, причем так, что у каждого входа будет свой регулятор усиления и свой входной резистор. Лучшие характеристики выходного сигнала и меньший шум получаются в том случае, если заменить ИС 741 на ИС TL071.

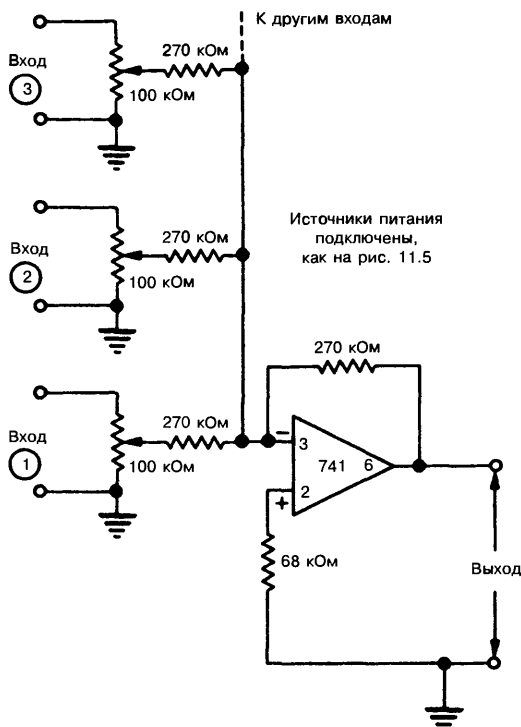


Рис. 11.12. Схема микшера звукового диапазона на основе сумматора с мнимой землей (с единичным коэффициентом передачи).

11.8. Интегратор на основе ОУ

11.8.1. Основная схема

Если обратная связь, которой охвачен ОУ, образуется конденсатором, то схема выполняет математическую операцию интегрирования по времени. Другими словами, она действует как накопитель, в котором входной сигнал суммируется на заданном отрезке времени, точно так же, как счетчик бензоколонки на заправочной станции подсчитывает суммарное число галлонов, перекачанных в автомобиль, интегрируя скорость потока за время работы.

На рис. 11.13 приведена схема интегратора на основе ОУ, называемая иногда интегратором Миллера или интегратором Блюмлейна. Предполагая, как и ранее, что по входу ОУ ток не течет, имеем:

$$i_f = i_1.$$

Поскольку коэффициент усиления ОУ почти бесконечен, точка E снова является мнимой землей; поэтому

$$i_1 = \frac{v_{вх}}{R_1}.$$

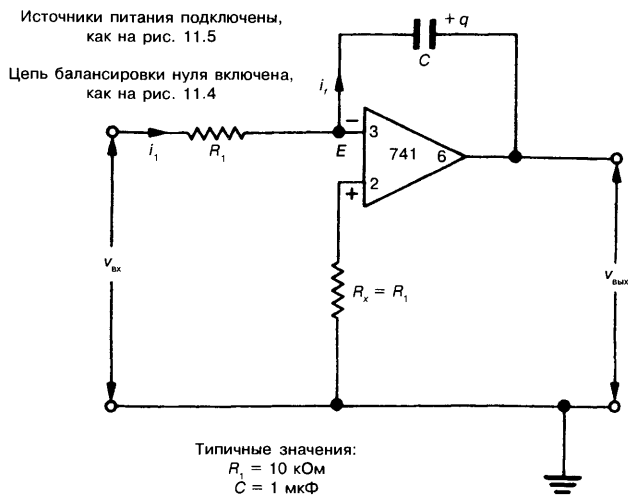


Рис. 11.13. Интегратор на основе ОУ.

Если $+q$ — заряд на конденсаторе C в некоторый момент времени, то ток — это скорость изменения заряда, то есть

$$i_f = \frac{-dq}{dt},$$

поэтому при $i_f = i_1$

$$\frac{-dq}{dt} = \frac{v_{\text{вх}}}{R_1}.$$

Но

$$q = C v_{\text{вых}},$$

поэтому

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dv_{\text{вых}}}{dt}$$

и, следовательно,

$$-C \frac{dv_{\text{вых}}}{dt} = \frac{v_{\text{вх}}}{R_1}.$$

Интегрируя по времени, получаем

$$v_{\text{вых}} = \frac{-1}{R_1 C} \int v_{\text{вх}} dt. \quad (11.3)$$

Мы видим, таким образом, что схема на рис. 11.13 осуществляет интегрирование и «усиливает» результат интегрирования в $1/R_1 C$ раз, где R_1 выражено в омах, а C — в фарадах; впрочем, удобнее R_1 выражать в мегаомах, а C — в микрофарадах. Выходной сигнал непосредственно равен интегралу

от входного сигнала при единичном коэффициенте усиления; для этого произведение $R_1 C$ нужно приравнять единице. Для этого могут потребоваться слишком большие значения R_1 и C и, в частности, возможно, понадобятся электролитические конденсаторы, которые в общем случае не подходят для этих целей, так как у них велик ток утечки и они нуждаются в поляризующем напряжении. Обычным для практики является такое значение: $R_1 C = 0,01$ (например, $C = 1$ мкФ, $R_1 = 10$ кОм); в этом случае фактический коэффициент усиления равен 100.

11.8.2. Смещение в интеграторе

Если собрать схему, приведенную на рис. 11.13, и начать ее испытывать, то в первый момент может возникнуть подозрение, что допущена какая-то ошибка, потому что выходное напряжение почти наверняка окажется близким к V_{CC+} или V_{CC-} . Но это только означает, что схемой как раз и было осуществлено интегрирование, продолжавшееся до тех пор, пока оно могло происходить в одном направлении. Интегратору необходима очень тщательная регулировка смещения; в противном случае он будет интегрировать свое собственное входное напряжение смещения, и выходное напряжение будет постепенно расти до тех пор, пока оно не достигнет своего предела, примерно на вольт отличающегося от напряжений питания. Потенциометр балансировки (как на рис. 11.4) следует установить так, чтобы не наблюдалось непосредственного уползания выходного напряжения вверх или вниз.

На практике невозможно избежать хотя бы маленького смещения, поэтому в любой реальной схеме за время, измеряемое минутами, неизбежно будет происходить некоторый дрейф выходного напряжения. Часто с этим дрейфом борются, удерживая конденсатор в цепи обратной связи замкнутым накоротко (с помощью реле или полевого транзистора) до момента, когда должно начаться интегрирование. Тогда ключ размыкается, и при этом на входе действует сигнал, который нужно проинтегрировать; по окончании необходимого времени интегрирования можно измерить выходное напряжение и снова замкнуть ключ, чтобы разрядить конденсатор.

Иногда требуется, чтобы интеграторы работали непрерывно; один из примеров — соединение интеграторов друг за другом для решения уравнений. На первый взгляд может показаться, что такие конструкции будут неработоспособными из-за напряжения смещения. Однако часто схемы бывают устроены так, что образуется петля обратной связи, по которой любое напряжение смещения в конце концов попадает обратно на вход интегратора и происходит своего рода самокоррекция. В подразд. 12.2.3 мы увидим, что можно так построить генератор из интеграторов на основе ОУ, что балансировка не потребуется вовсе благодаря петле, которой охватываются интеграторы.

Если необходимо, чтобы непрерывно работал одиночный интегратор, и возникает проблема с напряжением смещения, то можно воспользоваться «усмирненной» схемой, показанной на рис. 11.14. В ней параллельно конденсатору добавлен 10-мегаомный резистор обратной связи R_f , чтобы уменьшить коэффициент усиления без обратной связи до 100, вместо 10^5 .

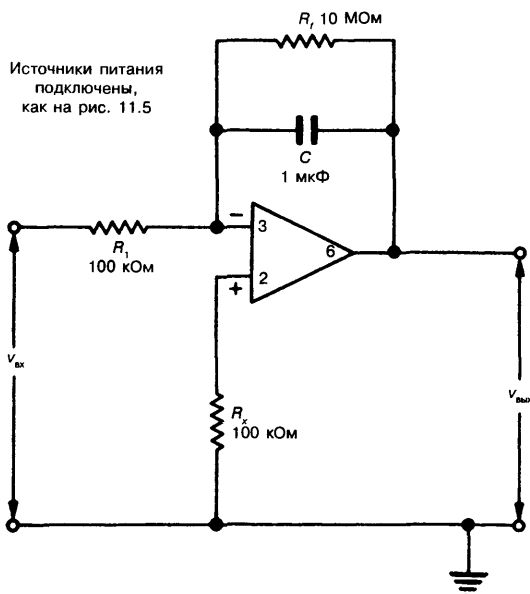


Рис. 11.14. Интегратор общего назначения, в котором усиление уменьшено, благодаря чему ослаблен дрейф.

Это ослабит эффект «уползания смещения» в схеме без обратной связи, оставляя все же постоянную времени достаточно большой, чтобы интегрирование выполнялось точно вплоть до самых низких частот звукового диапазона.

11.8.3. Точность и время интегрирования

Полезно взглянуть на интегратор на основе ОУ как на простую интегрирующую RC -цепь, рассмотренную в разд. 10.10; но в данном случае действующее значение емкости интегрирующего конденсатора возрастает в число раз, равное коэффициенту усиления нашего усилителя без обратной связи. Этот результат является следствием эффекта Миллера, который обсуждался в подразд. 7.3.1. (Если усилитель обладает коэффициентом усиления напряжения 4, то со стороны входа усилителя кажется, что разность потенци-

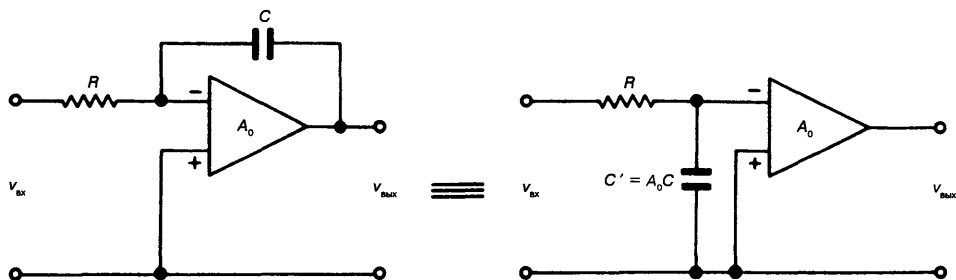


Рис. 11.15. Интегратор на основе ОУ и его эквивалентная схема с «пересчитанной» пассивной RC -цепью, позволяющая найти фактическую постоянную времени.

алов на конденсаторе в цепи обратной связи в A раз меньше, чем она есть на самом деле.) Такой взгляд на интегратор иллюстрирует эквивалентная схема, показанная на рис. 11.15. В этом примере фактическое значение постоянной времени RC -цепи равно $A_0 RC$. Ошибку интегрирования теперь можно оценить таким же образом, как это было сделано в разд. 10.10 в отношении пассивной цепи, подставив лишь в нужные соотношения величину $A_0 RC$ вместо RC . Когда значение A_0 доходит до 10^5 , интегратор на основе ОУ позволяет точно интегрировать на протяжении времени порядка нескольких секунд.

11.8.4. Генератор линейно изменяющегося напряжения

Интегратор служит полезным источником линейно изменяющегося напряжения, необходимого для осциллографов в качестве сигнала развертки и используемого также при реализации некоторых методов аналого-цифрового преобразования. Если на вход интегратора подать неизменное по величине постоянное напряжения $-V$, то на выходе получим:

$$v_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int V dt = \frac{Vt}{RC}.$$

Это — линейно нарастающее напряжение с градиентом V/RC (рис. 11.16). Когда на входе действует симметричное относительно земли периодическое прямоугольное колебание, это приводит к возникновению на выходе колебания треугольной формы.

На рис. 11.17 показано, как можно применить полевой транзистор в качестве электронного ключа, чтобы сбрасывать интегратор, замыкая кон-

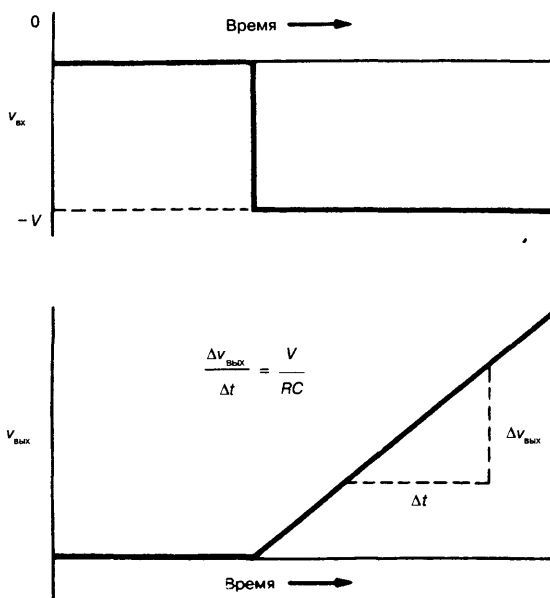


Рис. 11.16. Линейно изменяющееся напряжение как отклик интегратора на скачок напряжения.

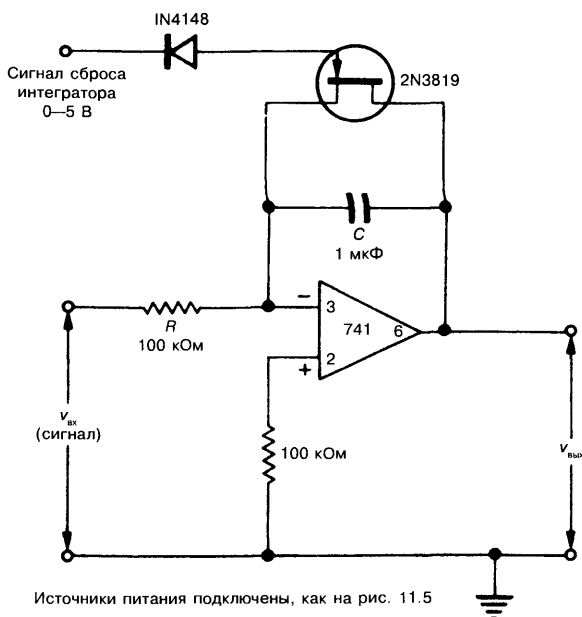


Рис. 11.17. Интегратор с цепью сброса на полевом транзисторе.

денсатор практически накоротко. Так можно поступать всякий раз, когда это необходимо, подавая 0 В или положительное напряжение на вход сброса и заставляя, таким образом, полевой транзистор проводить ток (последовательно включенный диод защищает затвор от смещения в прямом на-

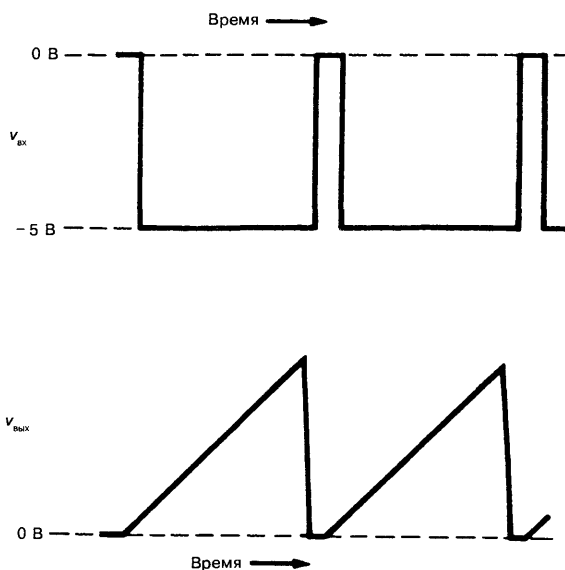


Рис. 11.18. пилообразное выходное напряжение, возникающее на выходе интегратора с автоматическим сбросом при подаче на вход прямоугольного колебания (вход сброса соединен с сигнальным входом).

правлении). Постоянная времени разряда равна произведению емкости C на сопротивление полевого транзистора. У транзистора 2N3819 сопротивление сток—исток ($r_{ds(on)}$) равно примерно 300 Ом, когда он открыт; выпускаются специальные МОП-транзисторы, такие как ZVN 4206A, для использования в качестве ключей с много меньшими значениями $r_{ds(on)}$ (типичное значение 1 Ом). При подаче на вход сброса отрицательного напряжения величиной от -5 до -20 В полевой транзистор запирается, в результате чего происходит нормальное интегрирование. Можно получить периодическое колебание с линейным изменением напряжения на части периода (колебание пилообразной формы); для этого нужно соединить вместе вход сброса и сигнальный вход и подать на них прямоугольное колебание отрицательной полярности с амплитудой 5 В. Тогда полевой транзистор будет автоматически запирается в пределах каждого отрицательного полупериода и позволять интегратору вырабатывать на выходе линейно нарастающее положительное напряжение. Когда входной сигнал вновь принимает нулевое значение, выходное напряжение сбрасывается до нуля, и это происходит в каждом периоде; в результате на выходе возникает пилообразное колебание, показанное на рис. 11.18. Такие колебания используются в осциллографах в качестве развертки.

11.8.5. Электронметрический усилитель

При обнаружении ядерных частиц часто бывает нужна схема, являющаяся зарядо-чувствительным усилителем (преобразователем заряда в напряжение), у которой выходное напряжение пропорционально количеству заряда, поступившего на вход. В таком случае очень полезен интегратор на основе ОУ: входной резистор убирается, и входная клемма напрямую соединяется с инвертирующим входом (рис. 11.19).

Вследствие большого входного сопротивления ОУ ток, текущий в инвертирующий вход, пренебрежимо мал, так что входной ток i , являющийся

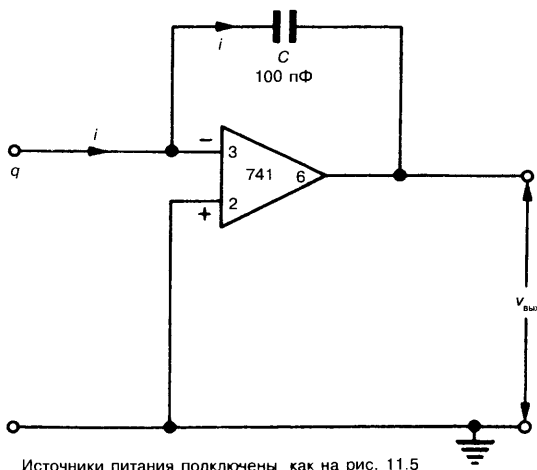


Рис. 11.19. Электронметрический усилитель.

следствием натекания заряда q , течет только в конденсатор C . Таким образом, заряд q переносится на конденсатор C .

Но E — мнимая земля, так что разность потенциалов на конденсаторе C равна $v_{\text{вых}}$. Поэтому при наличии заряда q на конденсаторе C имеем:

$$v_{\text{вых}} = \frac{-q}{C}. \quad (11.4)$$

Следовательно, выходное напряжение пропорционально заряду, который притек на вход. Добавление схемы сброса, например такой, как схема на полевом транзисторе на рис. 11.17, позволяет суммировать заряд на протяжении определенного интервала времени. Другой вариант состоит во включении резистора R параллельно с конденсатором C , чтобы обеспечить условия для разряда. В этом случае поступление на вход заряда q приведет к появлению на выходе импульса с амплитудой в пике q/C , и это напряжение затем будет спадать с постоянной времени RC . Следует позаботиться о том, чтобы постоянная времени была выбрана малой по сравнению с интервалом между импульсами, потому что в противном случае конденсатор C не будет успевать разряжаться в достаточной степени к моменту прихода очередного импульса, и импульсы будут накладываться один на другой. Это может завести усилитель в режим ограничения, и импульсы будут теряться.

Может показаться не очевидным, зачем вообще нужен ОУ в преобразователе заряда в напряжение; в конце концов, простой конденсатор, у которого одна из пластин заземлена, будет вполне хорошо работать и на нем будет возникать напряжение $V = q/C$. Достоинство электрометрического усилителя, приведенного на рис. 11.19, состоит в том, что входной сигнал поступает непосредственно в точку мнимой земли. Входная цепь неминуемо содержит паразитную емкость, которая не постоянна: она меняется при изменении длины кабеля и даже при изменении внутренней емкости детектора частиц. Эта емкость добавлялась бы к «известной» емкости конденсатора, преобразующего заряд в напряжение, и могла бы вызвать ошибки. А в случае преобразователя заряда в напряжение с мнимой землей паразитная емкость поглощается малым входным сопротивлением мнимой земли. (Как и в случае других интеграторов на основе ОУ, фактическая емкость, которую «видит» источник сигнала при подаче сигнала непосредственно в точку мнимой земли, равна емкости C , умноженной на коэффициент усиления усилителя без обратной связи.) Другое достоинство схемы с мнимой землей заключается в том, что сам источник сигнала, действующий на входе, «не видит» импульс выходного напряжения, так как этот последний появляется по другую сторону мнимой земли. Если бы, например, к выходу твердотельного детектора частиц был непосредственно подключен конденсатор, то разность потенциалов на нем могла повлиять на напряжение смещения детектора и нарушить его линейность.

Хотя в схеме электрометрического усилителя на рис. 11.19 применен ОУ 741, в других приложениях может потребоваться большое входное сопротивление, которое обеспечивается полевыми транзисторами на входах, как, например, у ИС TL071.

11.9. Дифференциатор на основе ОУ

По-видимому не станет неожиданностью, что в результате перемены местами резистора R_1 и конденсатора C в интеграторе получается дифференциатор (рис. 11.20). Как и ранее, мы предполагаем, что ток, текущий по входу ОУ, пренебрежимо мал, и поэтому $i_1 = i_f$.

Точка E является мнимой землей, так что

$$i_f = \frac{-v_{\text{ВЫХ}}}{R_f}$$

и

$$i_1 = C \frac{dv_{\text{ВХ}}}{dt}$$

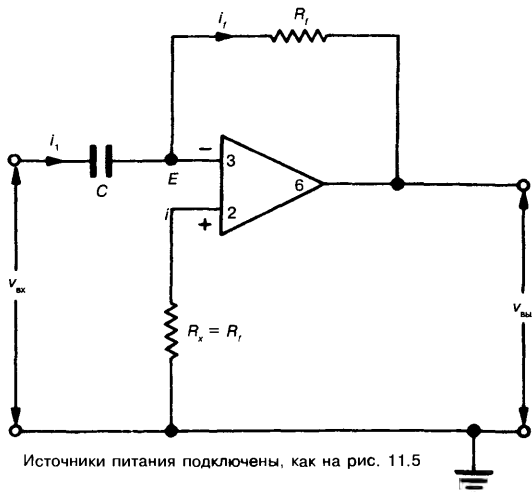
(ток i — это скорость изменения заряда), поэтому

$$\frac{-v_{\text{ВЫХ}}}{R_f} = C \frac{dv_{\text{ВХ}}}{dt}, \quad v_{\text{ВЫХ}} = -R_f C \frac{dv_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (11.5)$$

Таким образом, выходное напряжение прямо пропорционально производной входного напряжения по времени. Другими словами, чем больше скорость изменения сигнала на входе, тем больше выходное напряжение.

Поскольку коэффициент усиления по постоянному току в этой схеме равен единице, обычно нет необходимости в подключении схемы балансировки.

Дифференциатор на основе ОУ можно рассматривать как предельный случай дифференцирующей RC -цепи (см. рис. 10.17). Точно так же, как в интеграторе ОУ увеличивает эффективное значение емкости в число раз, равное коэффициенту усиления усилителя без обратной связи, ОУ в дифференциаторе уменьшает эффективное сопротивление резистора R_f в цепи



Источники питания подключены, как на рис. 11.5

Типичные значения:
 $C = 10 \text{ нФ}$
 $R_f = 10 \text{ кОм}$

Рис. 11.20. Дифференциатор на основе ОУ.

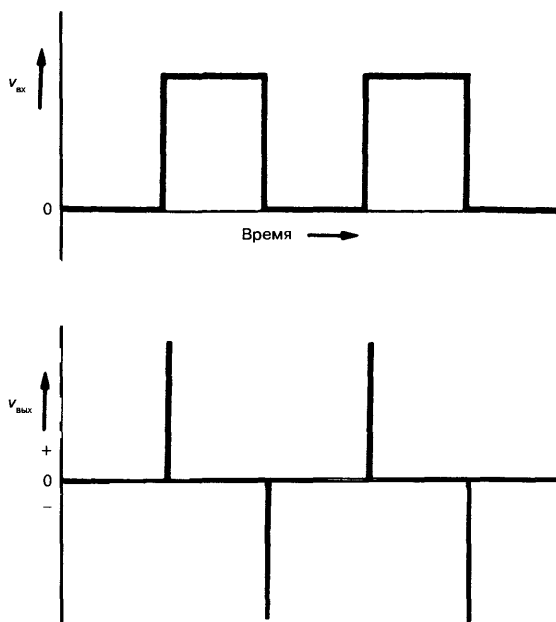


Рис. 11.21. Входной сигнал прямоугольной формы и соответствующее ему выходное напряжение дифференциатора на основе ОУ.

обратной связи в такое же число раз. Этим обеспечивается почти идеальное дифференцирование; в частности, при подаче на вход прямоугольного колебания на выходе возникают очень короткие импульсы, соответствующие скачкам входного сигнала (рис. 11.21).

На практике работать с дифференциаторами на основе ОУ трудно из-за их большой восприимчивости ко всевозможным шумам во входной цепи, в частности по отношению к импульсам помех, которые могут наводиться от электрических переключений, и т. п. Действующее напряжение шума может быть совсем небольшим, но часто скорость его изменения весьма велика, и это приводит к большим по величине паразитным сигналам на выходе дифференциатора. По этой причине избегают применения дифференциаторов в практических схемах везде, где это только возможно. Если нельзя обойтись без дифференциатора, то можно понизить чувствительность к помехам, ослабляя эффективное усиление в усилителе на высоких частотах. Для этого последовательно с конденсатором C включают резистор (типичное сопротивление 1 кОм), а параллельно резистору R_f — конденсатор небольшой емкости (типичное значение 100 пФ) и экспериментально подбирают значения этих параметров так, чтобы достичь приемлемого компромисса между чувствительностью к помехам и точностью дифференцирования.

11.10. Преобразователь тока в напряжение

В большинстве случаев электронные схемы предназначены для обработки сигналов, представленных в виде напряжения. Однако иногда приходится иметь дело с сигналом в виде тока; такие сигналы возникают, например, на выходе фотумножителя или фотодиода. Тогда желательно при первой воз-

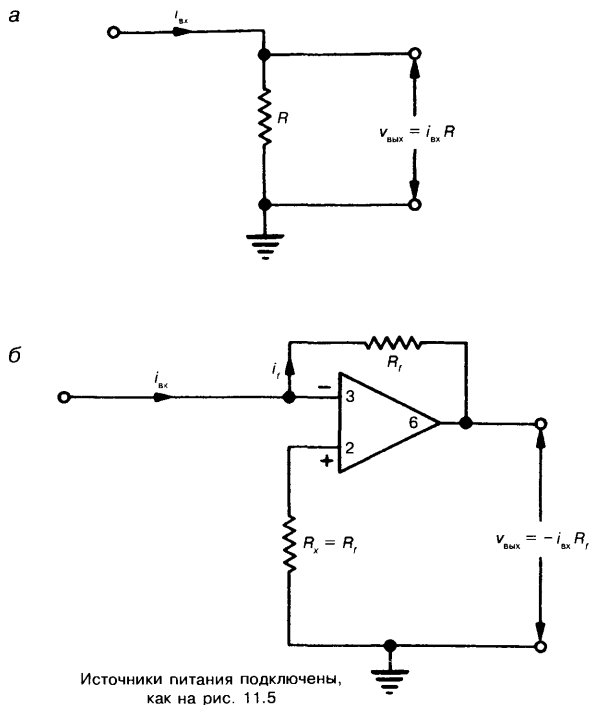


Рис. 11.22. Преобразователи тока в напряжение:

а — простой резистор; *б* — вариант с мнимой землей.

возможности преобразовать токовый сигнал в напряжение. Простейшим преобразователем тока в напряжение является одиночный резистор (рис. 11.22, *а*), но у такого преобразователя относительно велики входное и выходное сопротивления (равные R). Для токового входного сигнала не требуется, чтобы входное сопротивление было большим; чем оно больше, тем хуже частотная характеристика на высоких частотах, когда значительной является собственная емкость источника сигнала. На рис. 11.22, *б* показан преобразователь тока в напряжение на основе ОУ; в этой схеме входной ток течет непосредственно в мнимую землю. Здесь входное сопротивление очень мало, и это значит, что емкость кабеля фактически не действует. Кроме того, выходное сопротивление схемы также мало благодаря ОУ.

Используя обычные предположения об ОУ, имеем

$$i_f = i_{\text{ин}}.$$

Поскольку E — это мнимая земля, то

$$v_{\text{вых}} = -R_f i_f = -R_f i_{\text{вх}}.$$

11.11. Частотные характеристики схем на основе ОУ

Чтобы обеспечить устойчивость при любой глубине обратной связи, ИС 741, подобно большинству ОУ, содержит внутренний конденсатор коррекции, который обеспечивает на высоких частотах спад первого порядка

(–6 дБ на октаву). Таким образом, максимальный сдвиг по фазе не может превосходить 90° на всех частотах, где коэффициент усиления без обратной связи больше единицы; следовательно, обратная связь не может стать положительной и вызвать неустойчивость (см. разд. 4.6 и 7.7).

Хотя в простых схемах с минимумом внешних компонентов и осуществляют внутреннюю коррекцию, это накладывает ненужное ограничение на ширину полосы усилителя с коэффициентом усиления напряжения больше единицы. Происходит это потому, что внутренняя коррекция должна быть достаточной для обеспечения устойчивости схемы в режиме повторителя напряжения (с единичным коэффициентом усиления, со 100 %-ной обратной связью). Устойчивость могла бы быть достигнута и при больших коэффициентах усиления с меньшим ослаблением на высоких частотах, но фиксированная коррекция в ОУ, подобных ИС 741, означает, что жертвуют шириной полосы, в пределах которой коэффициент усиления больше единицы. Произведение усиления на полосу фиксировано и равно примерно 1 МГц (ширина полосы измеряется на уровне –3 дБ), что приводит к частотным характеристикам, показанным на рис. 11.23. Например, при коэффициенте усиления, равном 100, частотная характеристика падает приблизительно на 3 дБ на частоте 10 кГц. Это значение не соответствует требованиям, которые в большинстве случаев предъявляются к аппаратуре звукового диапазона; следовательно, для получения приемлемого качества коэффициент усиления одиночной ИС 741 с обратной связью в устройствах звукового диапазона должен быть ограничен значением порядка 20.

Ограничения на ширину полосы, накладываемые внутренней коррекцией, будут менее жесткими, если ИС 741 заменить на ОУ 748. Внутри ИС 748 идентична ИС 741, за исключением конденсатора коррекции, который отсутствует и должен быть подключен снаружи. Нужен только один конденсатор, включенный так, как показано на рис. 11.24; его емкость опреде-

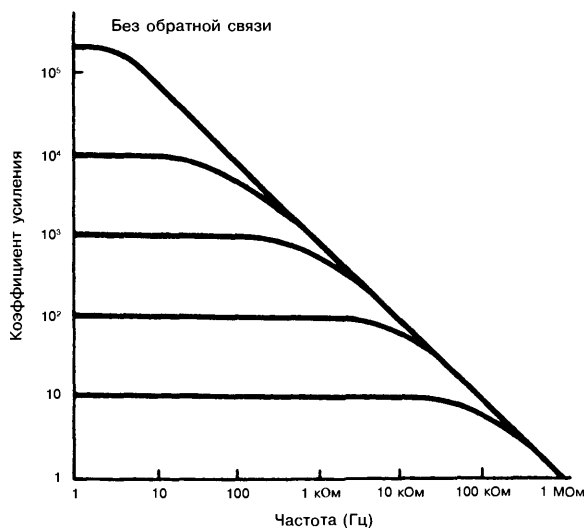
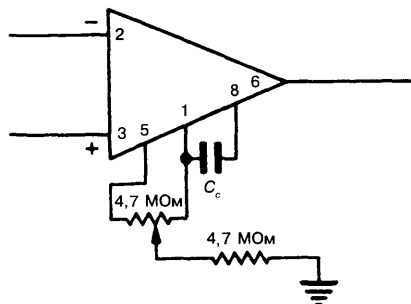


Рис. 11.23. Частотные характеристики усилителя на основе ОУ741 при различных значениях коэффициента усиления с обратной связью.



Источники питания подключены, как на рис. 11.5

Рис. 11.24. Усилитель на основе ОУ748: показано, как включается конденсатор коррекции C_c и как нужно собрать схему балансировки. Номера выводов даны для корпуса DIL с восьмью выводами.

ляется задаваемой глубиной отрицательной обратной связи и нужной шириной полосы. В табл. 11.1 предлагаются минимальные значения емкости C_c , обеспечивающие устойчивость при различных коэффициентах усиления с обратной связью.

Таблица 11.1.

A_{vCL}	C_c (пФ)	BW (кГц)
1	30	1000
10	5	500
100	2	200
1000	1	50

Сравнивая значения ширины полосы (BW), указанные в табл. 11.1, со значениями из графика на рис. 11.23, относящимися к ИС 741, видим, что в случае, когда требуется широкая полоса при большом усилении, ИС 748 является более предпочтительной. Имеется одно небольшое различие между ИС 748 и 741; оно касается балансировки (см. рис. 11.24). Поскольку в ИС 748 регулировка производится в другой части схемы, необходим потенциометр с сопротивлением 4,7 МОм, скользящий контакт которого через резистор с сопротивлением 4,7 МОм подключается к земле, а не к шине отрицательного питания.

11.12. Время установления и максимальная скорость нарастания

Любой усилитель с внутренней коррекцией, подавляющей усиление на высоких частотах, требует особого внимания, если нужно пропускать большие по величине скачки напряжения (прямоугольные импульсы). Простая теория линейного фильтра нижних частот не позволяет правильно предсказать результат. В разд. 10.4 было показано, что время установления и время

спада у RC -фильтров нижних частот первого порядка связаны следующим простым соотношением с шириной полосы фильтра:

$$t_r = \frac{1}{3f_1}, \quad [(10.9)]$$

где f_1 — верхняя граничная частота (на уровне -3 дБ). Это соотношение с успехом применяется для всех линейных систем, но необходимо быть осторожным в отношении его применения к ОУ, поскольку, как правило, оно справедливо только при малых значениях выходного напряжения (обычно <1 В). Причина этого заключается в том, что схема на основе ОУ может зайти в режим значительной нелинейности при попытке заставить выходное напряжение изменяться (*нарастать*) быстрее, чем с определенной скоростью. Основная проблема в следующем: быстрое изменение выходного напряжения означает заряд или разряд корректирующего конденсатора с большой скоростью; для этого, в свою очередь, требуется отдача промежуточными каскадами усилителя значительного тока. Но ток, который в состоянии отдавать промежуточные каскады, бывает ограничен из соображений экономии расходуемой мощности, и это, со своей стороны, накладывает ограничение на максимальную скорость нарастания напряжения на выходе усилителя. Временные диаграммы на рис. 11.25 иллюстрируют различие между малосигнальным временем установления и максимальной скоростью нарастания в режиме большого сигнала применительно к ИС 741, включенной как повторитель напряжения. Тогда как время нарастания при малом сигнале составляет приблизительно $0,3$ мкс и это согласуется с шириной полосы 1 МГц при единичном усилении, изменение выходного напряжения на 10 В занимает примерно 20 мкс, так как максимальная скорость нарастания ограничена величиной $0,5$ В/мкс. Важно осознать, что, в отличие от времени установления в простой RC -цепи, невозможность превышения максимальной скорости нарастания — это следствие нелинейности, результат вхождения одного из каскадов усилителя в режим ограничения. Это означает, что в случае, когда усилителю приходится откликаться на большие по величине сигналы с крутыми перепадами, все другие сигналы в нем блокируют-

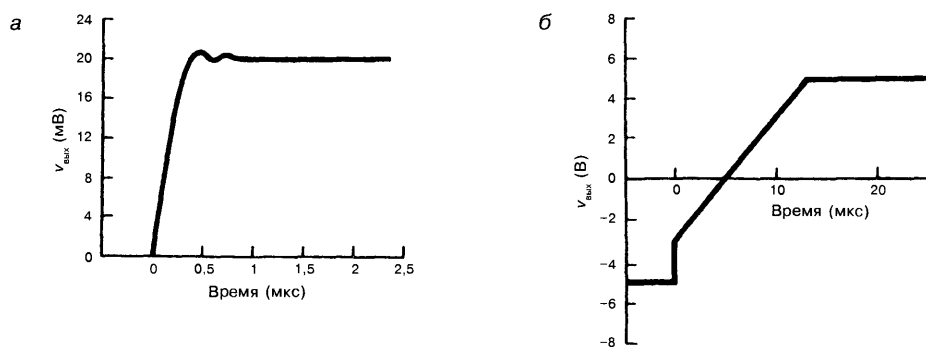


Рис. 11.25. Сравнение времени нарастания при малом сигнале:

a — с нарастанием выходного напряжения с максимально возможной скоростью;
 b — для усилителя на ИС 741.

Введена обратная связь, дающая единичный коэффициент усиления.

ся на то время, которое занимает нарастание как реакция на быстрый сигнал. Это явление называют *искажениями из-за конечной скорости нарастания* (Slew Induced Distortion, SID) или *интермодуляционными искажениями при переходном процессе* (Transient InterModulation distortion, TIM), и оно может вызывать определенные проблемы, если на входе имеются высокочастотные сигналы большой амплитуды.

Одно из достоинств ИС 748 состоит в том, что от нее можно получить большие скорости нарастания выходного напряжения, чем от ИС 741, при коэффициентах усиления с обратной связью, больших единицы, и это имеет место благодаря тому, что корректирующую емкость можно уменьшить до минимального значения, необходимого для устойчивости. Когда необходимо, чтобы через усилитель проходили большие сигналы с быстрыми перепадами, применяют такие усилители, как NE5534 или TL071, у которых максимальная скорость нарастания более 7 В/с. Такие большие скорости достигаются за счет увеличения тока, которым внутри усилителя перезаряжается емкость, и за счет минимизации фазового сдвига на высоких частотах, так что оказывается возможным использовать корректирующие конденсаторы сравнительно малой емкости.

11.13. Источники питания

11.13.1. Напряжение питания и нагрузочная способность

Большинство параметров ИС 741 и 748 бывает указано для случая, когда напряжение питания равно +15 и –15 В. Однако усилители будут работать и при других значениях напряжения питания из интервала от +3 и –3 В до +18 и –18 В. Обычно коэффициент усиления напряжения без обратной связи падает от 2×10^5 при $V_{cc} = 15$ В до 4×10^4 при $V_{cc} = 3$ В. Пределы, в которых может колебаться выходное напряжение, зависят, конечно, от напряжения питания, и, как правило, диапазон, внутри которого может изменяться выходное напряжение, не достигая отсечки, определяется значениями, на 1 В меньшими по величине, чем V_{cc} . В результате возможный полный размах выходного сигнала приблизительно равен $(2V_{cc} - 2)$ В. Это относится к случаю, когда нагрузка на выходе усилителя равна 10 кОм, частота — 10 кГц. На частотах выше 10 кГц диапазон возможного изменения выходного напряжения у ИС 741 ограничивается максимальной скоростью нарастания; например, при $V_{cc} = 15$ В максимальный полный размах выходного напряжения равен 28 В на частотах, не превышающих 10 кГц, но на частоте 20 кГц он составляет только 15 В, а на частоте 50 кГц — всего лишь 6 В. При нагрузках меньше 10 кОм полный размах выходного сигнала сужается из-за ограничений по току, но даже при нагрузке 500 Ом возможный размах колебаний все еще равен 20 В на частотах до 10 кГц при $V_{cc} = 15$ В.

Если требуются большие по величине выходные сигналы, то можно воспользоваться ИС NE5534, которая позволяет получать колебания в пределах ± 20 В на нагрузке 600 Ом (при $V_{cc} = 22$ В) и имеет тот же самый корпус типа DIL, что и ИС 741.

Широко распространены также мощные ОУ, такие как LM12. Эта ИС размещена в таком же металлическом корпусе типа ТОЗ, как мощный

транзистор, и ее выходной ток может иметь немалую величину в пределах ± 10 А, работая от источников питания ± 30 В и развивая в звуковом диапазоне мощность выходного сигнала 150 Вт на нагрузке 4 Ом.

11.13.2. Стабильность питания и требования к пульсациям

Большинство ОУ легко переносят изменение напряжения питания. У ИС 741 коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания равен 30 мкВ/В. Эта величина свидетельствует о том, что отклонение V_{CC} на 1 В (или, в данном контексте, наличие накладываются на V_{CC} переменных пульсаций величиной 1 В) эквивалентно подаче на вход усилителя всего лишь 30 мкВ. При этом предполагается, что величины V_{CC+} и V_{CC-} изменяются синхронно и симметрично, как обычно и бывает на самом деле. Типичные пульсации питания с размахом 30 мВ эквивалентны фону на входе величиной всего лишь 1 мкВ.

Этим замечательным свойством подавления пульсаций ОУ обязаны дифференциальной конфигурации схемы на входе. Поскольку пульсации действуют одновременно на обоих входах, они подавляются вместе с другим синфазными сигналами.

11.14. Активные фильтры

11.14.1. Вступление

В электронике имеется много случаев, когда необходимо, чтобы полоса частот была ограничена. Один из примеров — это оптимизация с точки зрения отношения сигнал/шум: мы видели в разд. 5.9, что мощность шума, как правило, прямо пропорциональна ширине полосы в герцах. Следовательно, имеет смысл сделать ширину полосы системы предельно малой, при которой полезный сигнал еще проходит без искажений. Примером из этой области является граммофонная пластинка для проигрывателя со скоростью 78 об/мин, у которой поверхность является источником шума, обусловленного природой материала, из которого она изготовлена. Если такую пластинку проигрывать на широкополосной системе высшего класса, то музыку можно будет едва разобрать за шипением пластинки. Однако если ту же пластинку поставить на электрофон выпуска 1950 года или раньше с его ограниченной полосой частот (порядка 5 кГц), то звучание может оказаться вполне приемлемым. Это происходит потому, что полоса частот достаточно широка, чтобы пропустить музыку, но одновременно достаточно узка, чтобы не дать шуму возможности проявить себя в полную силу. Чтобы получить удовлетворительные результаты при проигрывании такой пластинки на современной широкополосной системе, необходимо искусственно сузить полосу частот с помощью фильтра нижних частот, согласованного с частотным спектром музыки.

Точная фильтрация составляет также сердцевину сегодняшних цифровых систем. Как мы увидим в гл. 14, при взятии выборок аналогового сигнала перед его оцифровыванием наибольшая частота сигнала должна быть строго меньше половины частоты выборок, для чего в отдельных случаях требуется фильтр нижних частот с очень крутым срезом.

11.14.2. Фильтры нижних частот

Характеристика «идеального» фильтра имеет прямоугольную форму и вырезает строго определенную полосу частот (рис. 11.26, *а*). Характеристика такой формы нереализуема на практике, как и можно было ожидать. Более реальной целью было бы получение характеристики, показанной на рис. 11.26, *б*; в общем случае, чем более сложным является фильтр, тем круче срез характеристики. Как правило, желательно, чтобы «изгиб» характеристики был настолько резким, насколько это возможно при плоской характеристике в пределах полосы пропускания и быстром переходе к области подавления.

Несколько практических фильтров нижних частот показаны на рис. 11.27 вместе с графиками типичных частотных характеристик. У знакомого нам одночного RC -фильтра (рис. 11.27, *а*) наибольшая скорость спада равна 6 дБ/октаву, и переход от горизонтального участка к максимальному наклону происходит постепенно. Фильтр второго порядка (рис. 11.27, *б*), составленный из двух RC -цепей, дает характеристику с более крутым спадом с максимальным наклоном 12 дБ/октаву, но изгиб все еще остается слишком плавным с точки зрения многих применений. Включение индуктивности (рис. 11.27, *в*) делает схему ощутимо более гибкой. Наличие двух реактивных элементов означает, что максимальный наклон равен 12 дБ/октаву, а наличие тупого резонанса в LC -системе, когда оба реактивных сопротив-

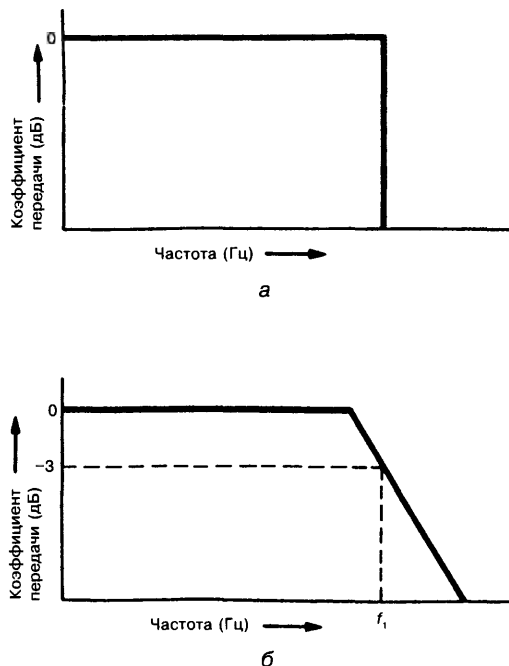
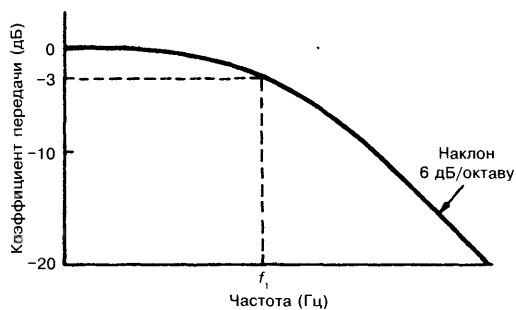
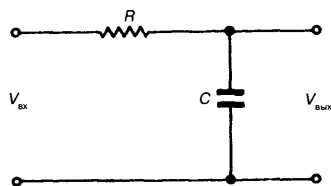
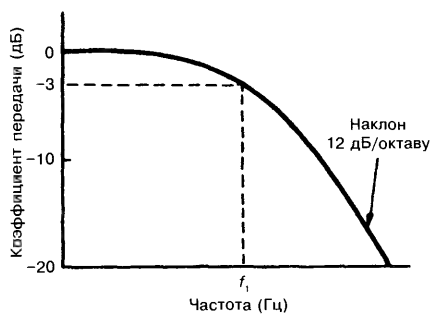
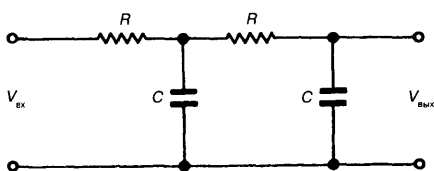


Рис. 11.26. Идеализированные частотные характеристики фильтра нижних частот:

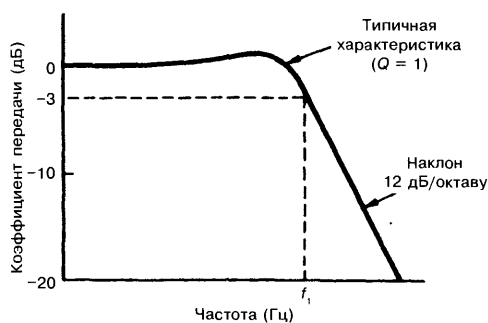
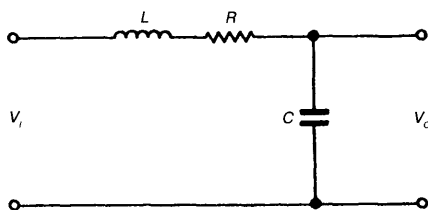
а — нереализуемая прямоугольная характеристика; *б* — характеристика на шаг близкая к реальности (плоская вершина в пределах полосы пропускания при конечной скорости спада в ее наклонной части. Ширина полосы, как правило, измеряется на уровне -3 дБ (точка f_1)).



а



б



в

Рис. 11.27. Схемы пассивных фильтров нижних частот и их частотные характеристики: а — однозвенный RC -фильтр (первого порядка); б — двухзвенный RC -фильтр (второго порядка); в — однозвенный LC -фильтр (второго порядка).

ления равны, можно использовать для обострения изгиба частотной характеристики так, чтобы в результате приблизиться к идеальному случаю, изображенному на рис. 11.26, б. Высота резонансного пика определяется добротностью цепи Q , как мы вскоре увидим.

Катушки индуктивности служат очень ценным подспорьем при проектировании фильтров с точно заданными характеристиками, но у них есть недостатки. Они дороги, в частности, в том случае, когда требуются точные зна-

чения индуктивностей, и они чувствительны к фону, который магнитным путем наводится от расположенных поблизости силовых трансформаторов. Этот последний недостаток можно устранить, поместив катушку индуктивности в экран из мю-металла (магнитный сплав с высоким μ . — *Примеч. перев.*), но это делает их еще дороже. Поэтому проектировщик предпочитает избегать применения катушек индуктивности, если это возможно.

К счастью, ОУ позволяет решать эту задачу путем имитации поведения LCD -фильтра, изображенного на рис. 11.27, *в*, с применением только резисторов и конденсаторов. Такой фильтр, содержащий в себе усилитель, называется *активным фильтром*. Возможных схем активных фильтров исключительно много, и понадобилась бы отдельная книга, чтобы надлежащим образом разобраться с ними.

Мы рассмотрим один из самых удобных активных фильтров, так называемый фильтр Саллена и Кея. Сравнивая выражение для его частотной характеристики с характеристикой LCR -фильтра, мы намереемся продемонстрировать, что они могут выполнять одну и ту же функцию.

Вернемся сначала к LCR -фильтру нижних частот на рис. 11.27, *в*. Учет импедансов в этой схеме дает следующее выражение для отношения выходного напряжения ко входному (передаточная функция):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR}. \quad (11.7)$$

Резонанс наступает на частоте ω_0 , где

$$\omega_0^2 LC = 1;$$

в этой точке величина V_o/V_i достигает своего максимального значения (ниже это утверждение уточняется автором. — *Примеч. перев.*). За остроту резонансного пика отвечает добротность цепи Q , которая, по определению, равна

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2}. \quad (11.8)$$

На рис. 11.28 на примере двух значений Q показано влияние добротности на характеристику LCR -фильтра нижних частот. Большие значения Q дают острый пик, а малые Q (большие значения R) приводят к более плавному изгибу.

Активный фильтр Саллена и Кея представлен на рис. 11.29, *а* в его основной форме, относящейся к нижним частотам. Чтобы доказать, что эта схема может имитировать LCR -фильтр, поучительно в процессе вывода передаточной функции V_o/V_i проанализировать различные токи и напряжения. Для облегчения анализа перерисуем схему, представив ее в эквивалентной форме, как показано на рис. 11.29, *б*; петля обратной связи заменена дополнительным генератором V_o , напряжение от которого приложено к нижней обкладке конденсатора C_1 .

Идя шаг за шагом назад, начиная с выходного напряжения V_o , мы прежде всего имеем:

$$V_1 = \frac{V_o}{A}. \quad (11.9)$$

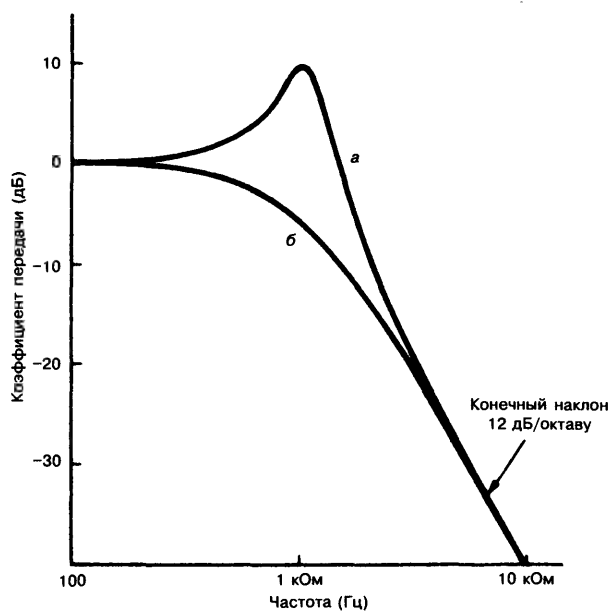


Рис. 11.28. Влияние изменения добротности цепи Q на характеристику LCR -фильтра нижних частот, изображенного на рис. 11.27, *а*:
а — большое Q ($Q = 3$); *б* — малое Q ($Q = 0,5$).

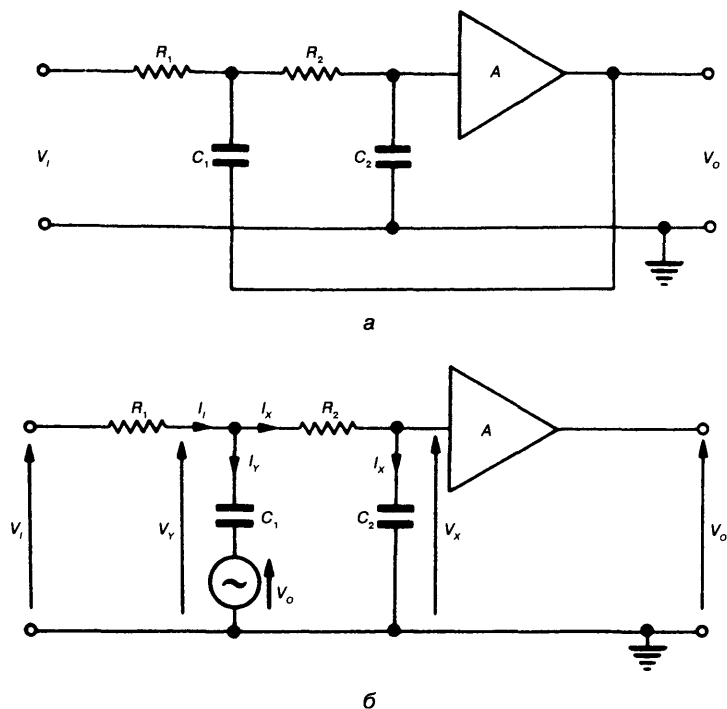


Рис. 11.29. Активный фильтр нижних частот (фильтр Саллена и Кея).

Теперь,

$$I_X = \frac{V_X}{1/j\omega C_2},$$

поэтому

$$I_X = j\omega C_2 \frac{V_O}{A}. \quad (11.10)$$

Переходя на одно звено влево, мы можем представить V_Y в виде суммы V_X и напряжения, падающего на R_2 , то есть

$$V_Y = V_X + R_2 I_X = \frac{V_O}{A} (1 + j\omega C_2 R_2). \quad (11.11)$$

Далее

$$\begin{aligned} I_Y &= \frac{V_Y - V_O}{1/j\omega C_1} = j\omega C_1 \left[\frac{V_O}{A} (1 + j\omega C_2 R_2) - V_O \right] = \\ &= j\omega C_1 \frac{V_O}{A} (1 - A + j\omega C_2 R_2). \end{aligned} \quad (11.12)$$

В соответствии с законом Кирхгофа для токов мы можем найти входной ток I_I :

$$\begin{aligned} I_I &= I_X + I_Y = \frac{V_O}{A} [j\omega C_2 + j\omega C_1 (1 - A + j\omega C_2 R_2)] = \\ &= \frac{V_O}{A} [j\omega C_2 + j\omega C_1 (1 - A) - \omega^2 C_1 C_2 R_2]. \end{aligned} \quad (11.13)$$

Следовательно, входное напряжение V_I равно

$$\begin{aligned} V_I &= R_1 I_I + V_Y = \\ &= \frac{V_O}{A} [j\omega C_2 R_1 + j\omega C_1 R_1 (1 - A) - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2] + \frac{V_O}{A} [1 + j\omega C_2 R_2] = \\ &= \frac{V_O}{A} \{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j[\omega C_1 R_1 (1 - A) + \omega C_2 (R_1 + R_2)]\}, \end{aligned}$$

а передаточная функция V_O/V_I имеет вид:

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{A}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j[\omega C_1 R_1 (1 - A) + \omega C_2 (R_1 + R_2)]}. \quad (11.14)$$

Резонанс наступает при

$$\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = 1.$$

Если обозначить резонансную частоту через f_0 , то

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}. \quad (11.15)$$

Резонансная частота оказывается вблизи от изгиба частотной характеристики фильтра. Начиная с этой точки, выходное напряжение начинает падать, причем скорость спада в конце концов достигает 12 дБ/октаву. Частоту f_0 иногда называют *частотой среза* этого фильтра.

Довольно громоздкое выражение для V_o/V_i можно упростить, если при расчете фильтра наложить некоторые ограничения. Одно из таких ограничений состоит в том, чтобы принять коэффициент усиления A усилителя равным единице. Тогда с практической точки зрения усилитель может быть простым повторителем напряжения; можно обойтись даже одним транзистором, включив его по схеме эмиттерного повторителя.

Тогда, полагая, что $A = 1$, имеем:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega C_2 (R_1 + R_2)}. \quad (11.16)$$

Мы видим, что на нижних частотах (ω мало) коэффициент передачи фильтра равен единице.

Пусть еще одно упрощение заключается в том, что

$$R_1 = R_2 = R_x$$

и

$$C_2 = C_x,$$

$$C_1 = nC_x,$$

где n — постоянная, которой обозначено отношение емкостей. Тогда

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - n\omega^2 C_x^2 R_x^2 + 2j\omega C_x R_x}. \quad (11.17)$$

Сравним теперь выражение (11.17) с аналогичным выражением для LCR -фильтра (см. рис. 11.27, в), найденным ранее:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR}. \quad [(11.7)]$$

Эти два выражения становятся тождественно одинаковыми, если мы примем, что $C_x = C$, $nC_x R_x^2 = L$ и $2R_x = R$; это доказывает, что активный фильтр эквивалентен LCR -фильтру.

У LCR -фильтра добротность равна

$$Q = \frac{\omega L_0}{R} = \frac{1}{R} \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2}.$$

Поэтому для активного фильтра добротность выражается как

$$Q = \frac{R_x n^{1/2}}{2R_x} = \frac{n^{1/2}}{2}.$$

Типичное практическое значение добротности Q равно единице; отсюда $n = 4$, то есть $C_1 = 4C_2$ в схеме на рис. 11.29.

Резонансная частота (частота «среза») равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}} = \frac{1}{2\pi C_x R_x n^{1/2}}. \quad (11.18)$$

Другой путь упрощения исходной передаточной функции (соотношение (11.14)) состоит в том, что делаются равными значения R и C и варьируется добротность Q путем изменения коэффициента усиления A усилителя, то есть

$$R_1 = R_2 = R_a$$

и

$$C_1 = C_2 = C_a;$$

тогда

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - \omega^2 C_a^2 R_a^2 + 2j\omega C_a R_a (3 - A)}. \quad (11.19)$$

На этот раз коэффициент передачи на низких частотах равен A . Сравнивая снова полученное выражение с характеристикой LCR -звена, видим, что они эквивалентны, если $C_a = C$, $C_a R_a^2 = L$ и $R_a (3 - A) = R$.

В этом случае резонансная частота равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_a R_a}, \quad (11.20)$$

а добротность имеет вид:

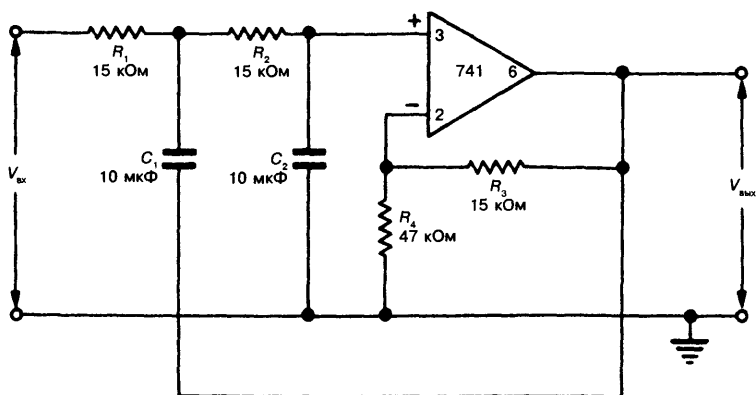
$$Q = \frac{1}{3 - A}. \quad (11.21)$$

Полезным является такое значение Q , которое дает максимально резкий изгиб частотной характеристики на высоких частотах, не вызывая при этом подъема частотной характеристики в области пропускания. Такой фильтр называют фильтром с *максимально плоской* характеристикой или *фильтром Баттерворта*, и это имеет место, когда

$$Q = 1/\sqrt{2}.$$

Требуемое значение A находится из соотношения (11.21): $A = 3 - (1/Q)$; для характеристики Баттерворта оно оказывается равным 1,6.

На рис. 11.30 приведена практическая схема фильтра нижних частот с характеристикой Баттерворта с частотой среза, примерно равной 1 кГц, и с



Источники питания подключены, как на рис. 11.5

$$\text{Коэффициент усиления } A = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Рис. 11.30. Практическая схема активного фильтра нижних частот с характеристикой Баттерворта. При указанных на схеме значениях R_1 , C_1 и R_2 , C_2 частота, соответствующая уровню -3 дБ, равна 1 кГц. Эти значения можно изменить, чтобы получить другое значение частоты, с которой начинается спад.

максимальным наклоном 12 дБ/октаву. Чтобы получать различные частоты среза, можно обойтись минимумом вычислений: для этого достаточно найти новое значение емкости или сопротивления, обратное желаемому значению частоты. Например, для частоты среза 100 Гц потребовалось бы увеличить емкости в 10 раз, то есть взять их равными 100 нФ; но можно также оставить прежние значения емкостей 10 нФ и увеличить сопротивления до 150 кОм. Замена резисторов двоянным потенциометром позволит изменять частоту среза плавно.

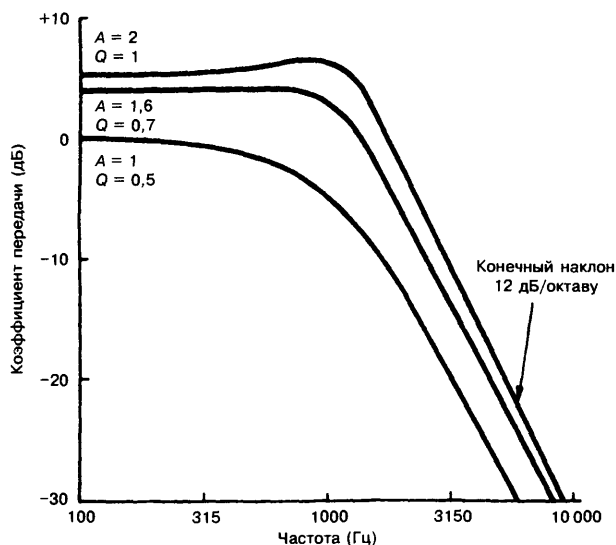


Рис. 11.31. Частотные характеристики фильтра нижних частот, собранного по схеме, приведенной на рис. 11.29, с $R_1 = R_2 = 15$ кОм и $C_1 = C_2 = 10$ нФ.

Добротность фильтра Q , а значит, и остроту изгиба частотной характеристики легко изменить, варьируя коэффициент усиления A , равный, как обычно, $(R_3 + R_4)/R_4$. На рис. 11.31 показаны несколько типичных частотных характеристик.

Наклонную часть частотной характеристики можно сделать более крутой, добавляя со стороны входа фильтра перед R_1 новые RC -звенья (подобные звену на рис. 11.27, а). Добавление каждого звена дополнительно увеличит наклон на 6 дБ/октаву. Затем можно экспериментально подобрать коэффициент усиления усилителя так, чтобы получить изгиб частотной характеристики требуемой остроты. Можно каскадно включить два или большее число активных фильтров и получится характеристика с очень крутым наклоном.

Стоит отметить, что с увеличением коэффициента усиления A и по мере его приближения к трем добротность Q растет и стремится к бесконечности. В общем случае не рекомендуются значения A больше двух, так как в противном случае схема чувствительна к малым отклонениям значений компонентов.

11.14.3. Фильтры верхних частот

Меняя местами резисторы и конденсаторы в схеме Саллена и Кея, придем, как и следовало ожидать, к фильтру верхних частот, изображенному на рис. 11.32. Выполняя вычисления, подобные тем, которые относились к случаю нижних частот, не слишком трудно — при наличии терпения — вывести следующее выражение для коэффициента передачи:

$$\frac{V_o}{V_i} = A \left/ \left\{ 1 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} - j \left[\frac{1}{\omega C_2 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_1} (1 - A) \right] \right\} \right. \quad (11.22)$$

Если $C_1 = C_2 = C_a$ и $R_1 = R_2 = R_a$, то полученное только что выражение упрощается:

$$\frac{V_o}{V_i} = A \left/ \left[1 - \frac{1}{\omega^2 C_a^2 R_a^2} - j \frac{3 - A}{\omega C_a R_a} \right] \right. \quad (11.23)$$

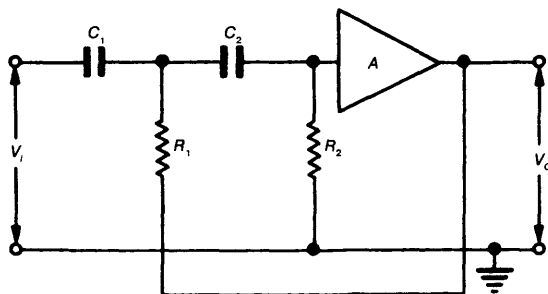


Рис. 11.32. Активный фильтр верхних частот (Саллена и Кея).

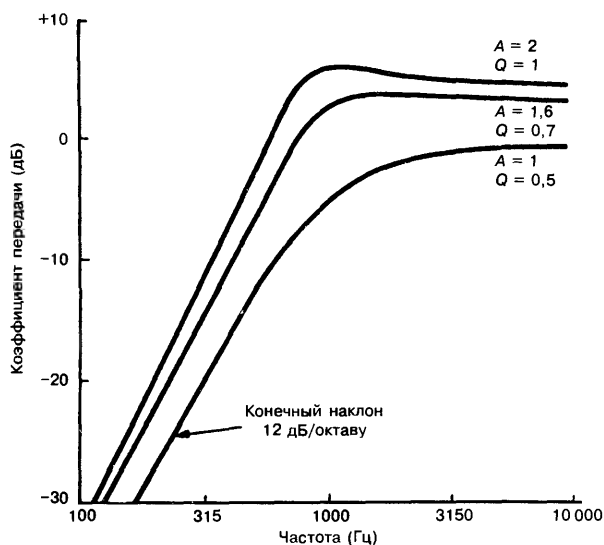


Рис. 11.33. Частотные характеристики фильтра верхних частот, изображенного на рис. 11.32, с $R_1 = R_2 = 15 \text{ кОм}$ и $C_1 = C_2 = 10 \text{ нФ}$.

Частотные характеристики, задаваемые соотношением (11.23), представлены графически на рис. 11.33 для трех значений коэффициента усиления A при $R_1 = R_2 = 15 \text{ кОм}$ и $C_1 = C_2 = 0,01 \text{ мкФ}$.

11.14.4. Полосовые фильтры

Полосовые фильтры, как это следует из их названия, пропускают только частоты из определенного интервала, и их можно строить, используя отдельные фильтры верхних и нижних частот, чтобы установить границы выделяемой полосы. Такой подход дает полосовую характеристику с хорошей плоской вершиной. Но в случае, когда требуемая полоса узка, другой вид полосового фильтра является наиболее элегантным и экономически выгодным решением. Этого легко достичь, применяя в петле обратной связи

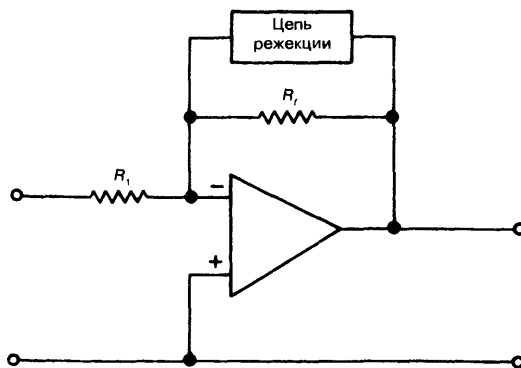


Рис. 11.34. Простейшая схема полосового активного фильтра.

зи, охватывающей ОУ, ту или иную схему *подавления частоты (режекции)*, как показано на рис. 11.34. Сопротивление резистора R_f определяет как максимальный коэффициент усиления при резонансе ($A = -R_f/R_I$), так и добротность фильтра Q , причем последнее имеет место по той причине, что это сопротивление оказывает демпфирующее действие на полосовую схему режекции. На рис. 11.35 приведены две схемы режекции, пригодные для использования в петле обратной связи.

Схема, показанная на рис. 11.35, а, — это знакомый нам параллельный LC-контур с резонансной частотой f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (11.24)$$

В двойном Т-образном мосте (рис. 11.35, б) удастся избежать применения катушек индуктивности и все же получать острую режекцию на его резонансной частоте f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (11.25)$$

Недостаток двойного Т-образного моста состоит в том, что в случае, когда нужно перестраивать резонансную частоту, необходимо изменять сопротивления трех резисторов одновременно; это и неудобно, и дорого, потому что требуется тройной потенциометр.

Показанный на рис. 11.36 фильтр с несколькими обратными связями является одним из самых употребительных полосовых RC-фильтров. Ис-

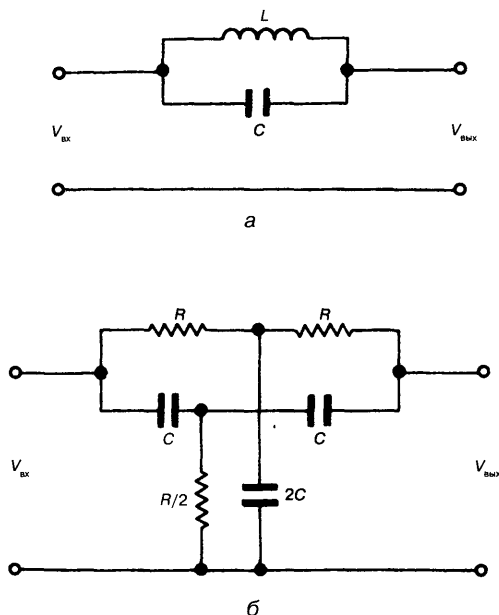
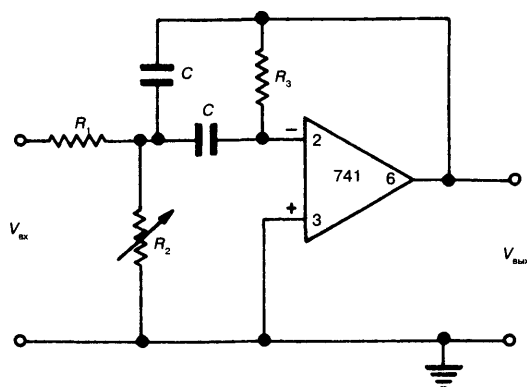


Рис. 11.35. Схемы режекции:

а — параллельный LC-контур; б — двойной Т-образный мост.



Источники питания подключены, как на рис. 11.5

Рис. 11.36. Полосовой активный фильтр с несколькими обратными связями.

пользуя привычные предположения о свойствах ОУ, можно найти резонансную частоту фильтра (сердину полосы пропускания):

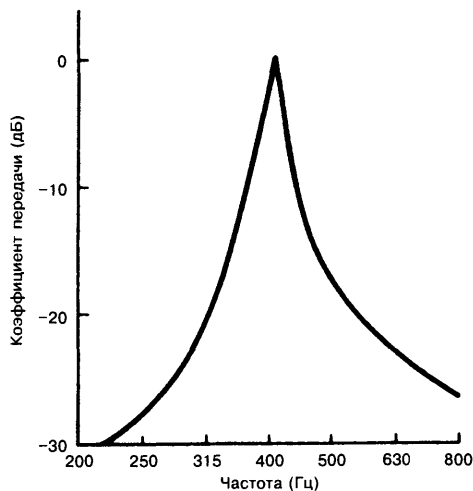
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3} \right)^{1/2}. \quad (11.26)$$

Ширина полосы (измеряемая на уровне -3 дБ) равна

$$\Delta f = \frac{1}{\pi C R_3}. \quad (11.27)$$

Коэффициент усиления напряжения при резонансе равен

$$A_{\max} \approx \frac{R_3}{2R_1}. \quad (11.28)$$

**Рис. 11.37.** Типичная частотная характеристика активного фильтра с несколькими обратными связями ($f_0 = 400$ Гц, $Q = 20$).

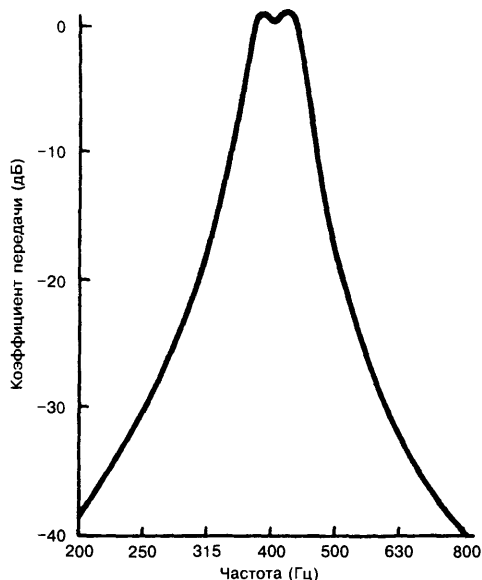


Рис. 11.38. Типичная частотная характеристика двух каскадно включенных полосовых фильтров с немного отличающимися резонансными частотами, $f_0 = 400$ Гц, ширина полосы на уровне -3 дБ $= 50$ Гц.

Из приведенных соотношений ясно, что с уменьшением сопротивления R_2 частота f_0 растет, но ширина полосы Δf и коэффициент усиления $A_{\max}$ остаются неизменными. Таким образом, резистор R_2 является регулятором настройки. Добротность схемы Q можно найти по формуле:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{2} \left[\frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \right]^{1/2}. \quad (11.29)$$

Типичная частотная характеристика фильтра с несколькими обратными связями показана на рис. 11.37. Она построена при следующих значениях компонентов: $R_3 = 100$ кОм, $R_1 = 47$ кОм, $R_2 = 68$ Ом, $C = 150$ нФ; максимальный коэффициент передачи равен 1, $Q = 20$ и $f_0 = 400$ Гц.

Если два полосовых фильтра включить каскадно (подать сигнал с выхода первого фильтра на вход второго), то частотная характеристика станет по краям значительно круче. Если слегка поварьировать резонансные частоты, то можно получить хорошее приближение к идеальной полосовой характеристике с плоской вершиной (рис. 11.38).

11.14.5. Регулировка тембра

Рассмотрение активных фильтров не было бы полным без упоминания о схеме фильтра, являющейся, по-видимому, самой распространенной из всех, а именно о регуляторе тембра в области нижних и верхних частот в усилителях звукового диапазона. На рис. 11.39 приведена популярная схема регулятора тембра с обратными связями, автором которой является Баксэндэлл (P.J. Baxandall). Полный анализ этой схемы при различных возможных

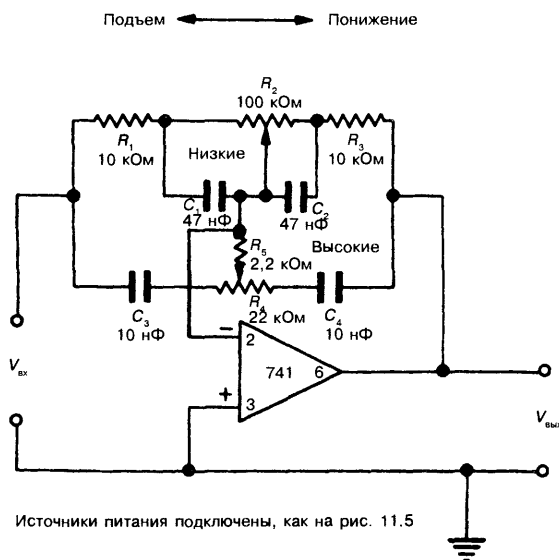


Рис. 11.39. Вариант «схемы Баксандалла» для регулировки тембра в области нижних и верхних частот.

установках регулятора тембра в области нижних частот R_2 и регулятора тембра в области верхних частот R_4 был бы очень долгим, но качественное понимание принципа действия схемы можно приобрести быстро. Рассмотрим сначала регулировку тембра на верхних частотах; конденсаторы C_3 и C_4 пропускают к потенциометру R_4 только верхние частоты. Скользящий контакт потенциометра R_4 соединен с точкой мнимой земли инвертирующего усилителя; перемещение скользящего контакта изменяет отношение сопротивления входного резистора к сопротивлению резистора обратной связи (см. рис. 11.9), но это имеет отношение только к верхним частотам. Подобную функцию на низкочастотном конце звукового диапазона выполняет регулятор тембра в области нижних частот R_2 , на который не попадают высокие частоты благодаря цепям R_1 , C_1 и R_2 , C_2 , представляющим собой

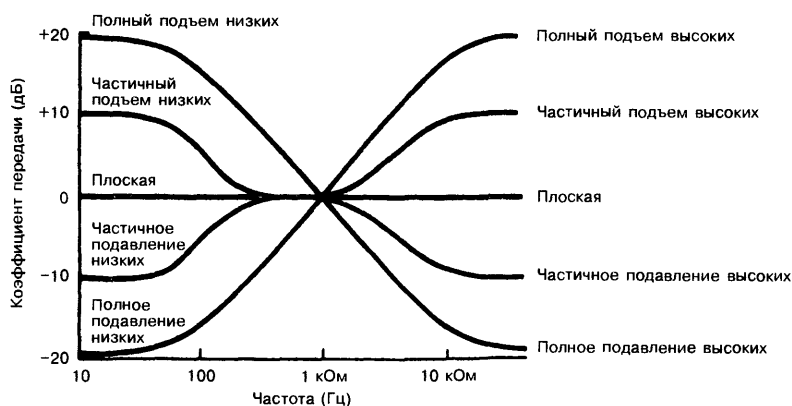


Рис. 11.40. Типичные частотные характеристики схемы регулировки тембра типа схемы Баксандалла.

фильтры нижних частот первого порядка. Таким образом, в этой схеме осуществляется независимая регулировка в области нижних и верхних частот, обеспечивающая подъем или завал частотной характеристики с максимальным наклоном 6 дБ/октаву. Среднее положение обоих регуляторов соответствует единичному полному коэффициенту передачи с горизонтальной частотной характеристикой во всем звуковом диапазоне. На рис. 11.40 показаны несколько типичных частотных зависимостей для различных установок регуляторов тембра.

11.15. Логарифмические усилители

Сигнал на выходе логарифмического усилителя имеет вид:

$$V_{\text{вых}} = A \log_{10} k V_{\text{вх}},$$

где A и k — некоторые постоянные. Такие усилители применяются в измерительной аппаратуре, когда необходимо представить на одной шкале сигналы, величина которых меняется в широком диапазоне; тогда одно деление шкалы может соответствовать изменению измеряемого параметра на декаду.

При проведении акустических измерений уровень звукового давления выражают, как правило, в децибелах по отношению к эталонному значению, равному 2×10^{-5} Н/м², представляющему собой, грубо говоря, порог слышимости. Включая логарифмический усилитель до устройства индикации, мы можем считывать результат прямо в децибелах. У некоторых измерителей уровня звука диапазон от 70 до 120 дБ перекрывается одной линейной шкалой.

Удобно использовать эту возможность также при измерении времени реверберации в помещении, равного, по определению, времени, в течение которого звуковой импульс затухает на 60 дБ. С помощью логарифмического усилителя уровень звука можно наблюдать на экране осциллографа, где экспоненциальное затухание выглядит как прямая линия, наклон которой можно легко измерить. В физике много подобных явлений с экспоненциальным затуханием во времени. Результаты таких наблюдений удобно представлять, применяя логарифмический усилитель, в виде прямых.

Простейшая схема логарифмического усилителя представлена на рис. 11.41; в ней стандартный инвертирующий усилитель с мнимой землей охвачен петлей обратной связи, содержащей транзистор. Последовательно с выходом усилителя включен резистор R_s , чтобы ограничить ток, который может течь по переходу база—эмиттер транзистора со стороны выхода усилителя при больших уровнях сигнала. Как говорилось в разд. 6.3, эмиттерный ток биполярного транзистора связан с напряжением база—эмиттер соотношением вида вольт-амперной характеристики p - n -перехода:

$$I_E = I'_0 \exp\left(\frac{eV_{BE}}{kT}\right), \quad [(6.2a)]$$

при $h_{FE} \gg 1$ и $I_C \approx I_E$. Поэтому

$$I_C = I'_0 \exp\left(\frac{eV_{BE}}{kT}\right),$$

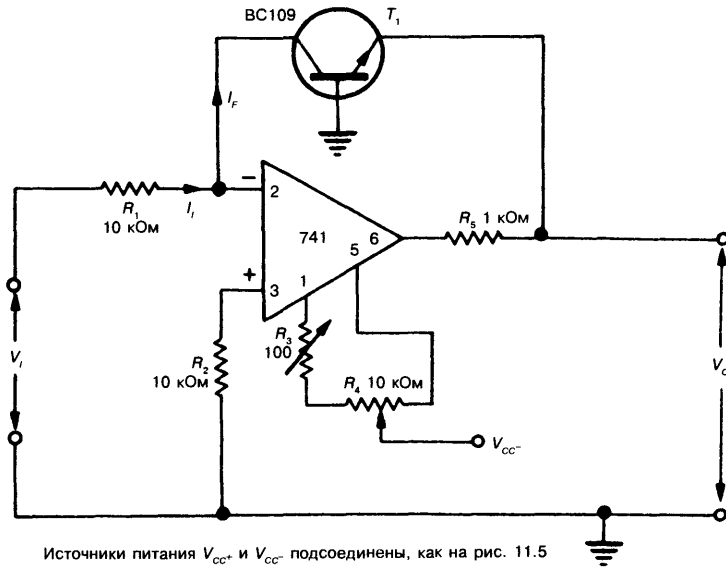


Рис. 11.41. Простейшая схема логарифмического усилителя.

где I'_0 — обратный ток утечки; e — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура. Или, переходя к натуральным логарифмам,

$$\ln I_C = \ln I'_0 + \frac{eV_{BE}}{kT},$$

то есть

$$V_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I'_0}. \quad (11.30)$$

Обратимся теперь к схеме на рис. 11.41 и воспользуемся привычными предположениями о мнимой земле на инвертирующем входе ОУ; получим:

$$I_F = I_I = \frac{V_I}{R_1}.$$

Основная особенность этой схемы заключается в том, что ток обратной связи I_F является коллекторным током I_C транзистора, то есть

$$I_C = I_F = \frac{V_I}{R_1}.$$

Но переход эмиттер—база включен непосредственно между выходом и землей, поэтому выходное напряжение равно

$$\begin{aligned} V_O = V_{BE} &= \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I'_0} = & [\text{из (11.30)}] \\ &= \frac{kT}{e} \ln \frac{V_I}{R_1 I'_0}. \end{aligned} \quad (11.31)$$

правило: $\log_{10} x = \ln x \log_{10} e$. Поэтому

$$V_0 = \frac{kT}{e} \cdot \frac{\log_{10}(V_I/R_1 I_0')}{\log_{10} e}. \quad (11.32)$$

Проще это соотношение записать так:

$$V_o = b \log_{10} V_I + c, \quad (11.33)$$

где b и c — постоянные.

На рис. 11.42 приведена проходная характеристика простейшей схемы логарифмического усилителя; очевидно, что выходное напряжение колеблется в небольших пределах, изменяясь всего лишь на величину порядка 0,3 В при изменении входного сигнала в диапазоне четырех декад. При малых входных напряжениях схема становится критичной по отношению к балансировке, осуществляемой потенциометром R_4 . Чтобы облегчить регулировку, последовательно с обычным 10-килоомным потенциометром регулировки смещения включен резистор R_3 с переменным сопротивлением для тонкой настройки. С помощью схемы балансировки устанавливают нуль на выходе усилителя при замыкании накоротко его входа. В таком состоянии ток транзистора в цепи обратной связи пренебрежимо мал и усилитель работает в режиме, близком к отсутствию обратной связи; поэтому он очень чувствителен к регулировке смещения.

Помимо ограниченного диапазона выходных напряжений, у простейшей схемы логарифмического усилителя, приведенной на рис. 11.41, имеется еще один дефект: она чувствительна к температуре из-за множителя kT/e в вольт-амперной характеристике транзистора. Этих двух неприятностей можно избежать, воспользовавшись более совершенной схемой, представленной на рис. 11.43. Здесь добавлен второй каскад, чтобы повысить усиление и обеспечить температурную компенсацию. Температурная компенсация достигается введением еще одного перехода база—эмиттер тран-

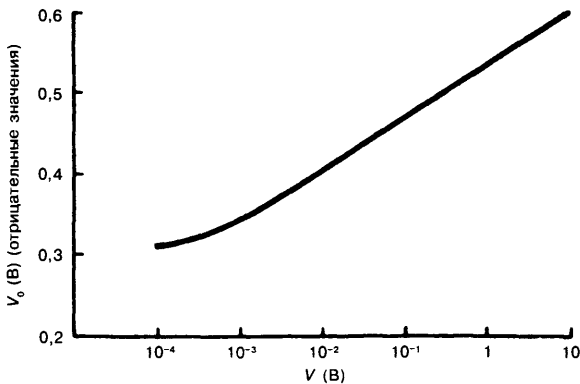


Рис. 11.42. Типичная проходная характеристика простейшего логарифмического усилителя.

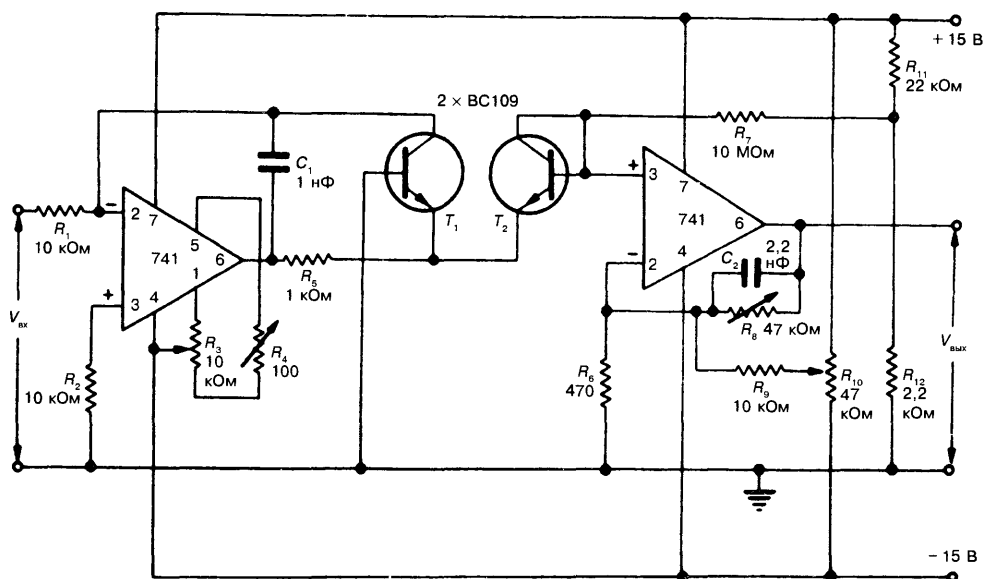


Рис. 11.43. Логарифмический усилитель с температурной компенсацией.

зистора T_2 , который как бы противостоит основному логарифмирующему транзистору T_1 ; во всем рабочем диапазоне ток, текущий через транзистор T_2 , изменяется пренебрежимо мало, так что в этом транзисторе не происходит преобразования сигнала, обратного логарифмированию, осуществляемому транзистором T_1 . Однако транзистор T_2 испытывает те же самые изменения температуры, что и транзистор T_1 , так что результирующие изменения разности потенциалов между базой и эмиттером транзистора T_2 компенсируют соответствующие изменения у транзистора T_1 .

При монтаже транзисторы T_1 и T_2 следует располагать возможно ближе один к другому, чтобы температура окружающей их среды была одной и той же. Здесь можно достичь очень хороших результатов, применив «сверхсогласованную» пару транзисторов, такую как LM394N. Чтобы в этих условиях сохранить устойчивость на высоких частотах, в цепях обратной связи обоих усилителей включены шунтирующие конденсаторы C_1 и C_2 .

Потенциометром R_8 определяется масштабный коэффициент (усиление), и совсем просто настроить его так, чтобы изменение входного сигнала на 10 дБ давало удобное для отсчета изменение выходного напряжения на 1 В.

Установкой трех других потенциометров осуществляется балансировка; потенциометры R_3 и R_4 настраиваются точно так же, как и в простейшей схеме на рис. 11.41: при заземленном входе они устанавливаются в такое положение, чтобы потенциал эмиттера T_1 был настолько близок к 0 В, насколько это возможно. С помощью потенциометра R_{10} регулируется смещение по постоянному току на выходе; в большинстве случаев смещение по постоянному току устанавливается таким, чтобы при стремлении к нулю входного напряжения выходное напряжение также стремилось бы к нулю. Важно заметить, что логарифм нуля равен минус бесконечности и что поэтому напряжение на выходе усилителя будет вести себя самым «диким» образом при настоящем нуле на входе, и это будет совершенно правильно.

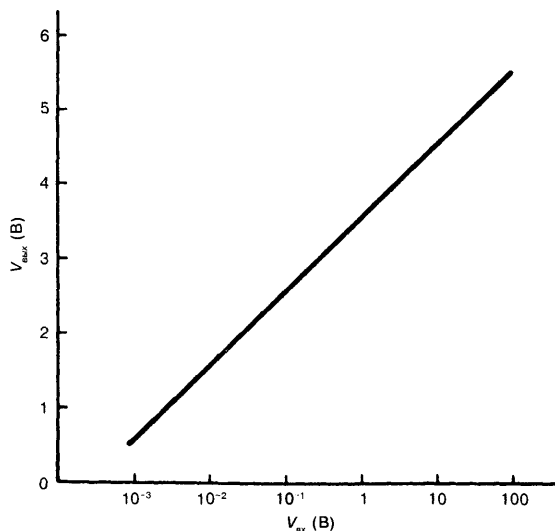


Рис. 11.44. Типичный график зависимости $V_{\text{вых}}$ от $V_{\text{вх}}$ для логарифмического усилителя, представленного на рис. 11.43.

Тем не менее усилитель будет хорошо работать в интервале значений входного сигнала от 5 мВ до 100 В, так что его динамический диапазон превысит 80 дБ. Типичный график зависимости выходного напряжения от входного для логарифмического усилителя с температурной компенсацией приведен на рис. 11.44.

11.16. Прецизионные выпрямители

ОУ можно с успехом применить в том случае, когда для целей измерения требуется осуществить точное выпрямление малых по величине переменных напряжений. Нелинейность прямой ветви характеристики диода делает непосредственное выпрямление малых переменных сигналов очень не-

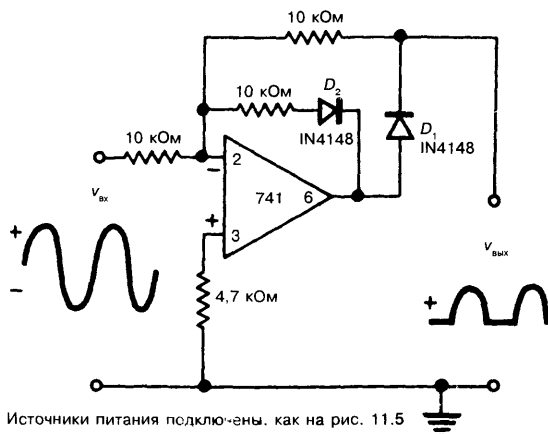
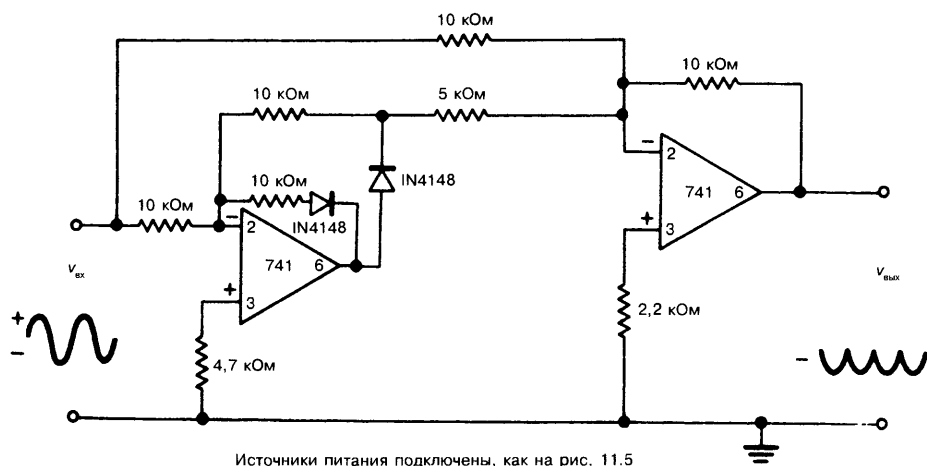


Рис. 11.45. Прецизионный однополупериодный выпрямитель.



Источники питания подключены, как на рис. 11.5

Рис. 11.46. Прецизионный двухполупериодный выпрямитель (схема получения модуля), $v_{\text{вых}} = -|v_{\text{вх}}|$.

точным; в самом деле, можно считать, что кремниевый диод перестает проводить ток, как только э.д.с., приложенная в прямом направлении, падает ниже 0,4 В. Эту трудность можно преодолеть, поместив диод в петлю обратной связи, охватывающей ОУ, как показано на рис. 11.45. Здесь функцию выпрямления выполняет диод D_1 : его включение в петлю обратной связи, охватывающей усилитель, приводит к тому, что напряжение, действующее на входе схемы, эквивалентно эффективной разности потенциалов, приложенной к диоду в прямом направлении, поделенному в число раз, равное коэффициенту усиления усилителя без обратной связи, так что выпрямитель хорошо работает при входных напряжениях меньше 1 мВ. Второй диод D_2 и относящийся к нему резистор нужны в этой схеме просто для того, чтобы обеспечить обратную связь на время положительного полупериода входного сигнала и, таким образом, избежать перегрузки усилителя.

Легко построить и двухполупериодный вариант точного выпрямителя, вставляя «пропускаемую» полуволну с помощью сумматора на ОУ (рис. 11.46). Качество работы этой схемы определяется точностью сопротивлений 10- и 5-килоомных резисторов, которые желательно взять с допуском $\pm 2\%$. Другое название устройства, показанного на рис. 11.46, — схема получения модуля, так как в широком диапазоне уровней сигнала

$$v_{\text{вых}} = -|v_{\text{вх}}|.$$

11.17. Дифференциальный компаратор

11.17.1. Введение

В электронике часто требуется выполнить сравнение, чтобы решить, больше напряжение сигнала, чем определенный опорный уровень, или меньше. Простейший пример — это указатель полярности, в котором роль опорного уровня при сравнении играет общая шина (земля).

В качестве компаратора (сравнивающего устройства. — *Примеч. перев.*) можно использовать любой дифференциальный усилитель; в таком применении усилитель не охватывается отрицательной обратной связью (рис. 11.47). Большой коэффициент усиления в отсутствие обратной связи в данном случае означает, что медленно изменяющееся входное напряжение $v_{\text{вх}}$ будет вызывать быстрые изменения выходного напряжения $v_{\text{вых}}$, когда $v_{\text{вх}}$ достигает значения V_{REF} . Например, $v_{\text{вх}}$ может быть выходным сигналом фотодетектора, от которого требуется включать свет при наступлении сумерек; здесь значением V_{REF} определяется момент, когда происходит включение.

На таком ОУ общего назначения, как ИС 741, можно собрать удобный компаратор для применения в громадном числе случаев. Основной недостаток этой ИС — малая скорость нарастания выходного напряжения, при которой время переключения оказывается относительно долгим (примерно 20 мкс). Много быстрее срабатывает ИС 748, применяемая без коррекции (время переключения < 1 мкс), но это все еще слишком медленно для надежной работы многих логических схем. Другая проблема, относящаяся к сопряжению с логическими схемами, состоит в том, что полный размах выходного напряжения от $V_{\text{CC}+}$ до $V_{\text{CC}-}$ слишком велик и это неудобно.

ИС 311 — это готовый компаратор, специально приспособленный к тому, чтобы преодолеть эти затруднения и быть удобным в тех случаях, когда требуется сопряжение между аналоговыми и цифровыми системами. Внутри у него имеется ОУ, к выходу которого подключен транзистор, как показано на рис. 11.48. Так сконструированная схема может работать от

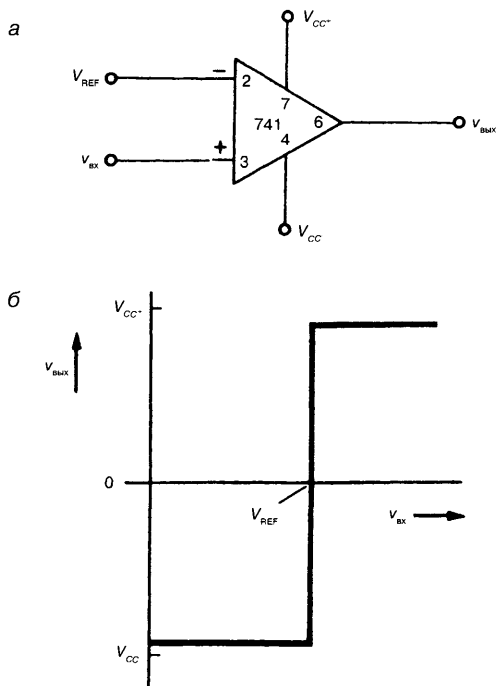


Рис. 11.47. Дифференциальный компаратор:

a — схема; *б* — характеристика.

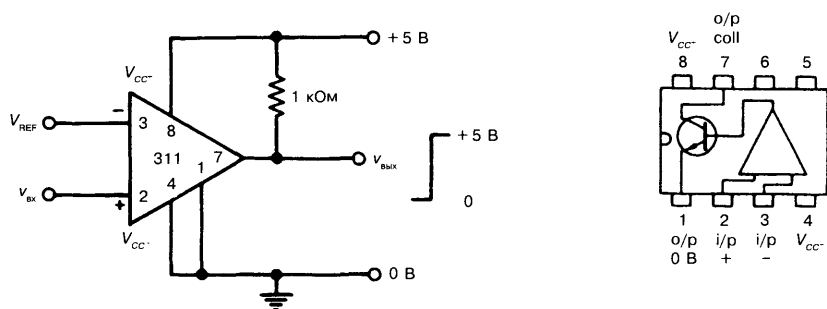


Рис. 11.48. Компаратор на основе ИС 311.

одного источника питания, давая — при указанном на рисунке напряжении питания $+5\text{ В}$ — скачок $0/+5\text{ В}$, совместимый с большинством цифровых логических схем. Выход транзистора с «открытым коллектором» предусматривает включение 1-килоомного резистора в качестве коллекторной нагрузки (резистор осуществляет *подтягивание* коллектора транзистора к шине питания). Типичное значение времени установления импульсного сигнала на выходе меньше 50 нс .

У простой схемы с единственным источником питания (рис. 11.48) есть недостаток: ни $v_{\text{ВХ}}$, ни V_{REF} не могут иметь нулевое значение или становиться отрицательными; в противном случае, работа внутреннего ОУ нарушится из-за прохождения синфазного сигнала. Исправить это можно, соединив вывод 4 ($V_{\text{CC-}}$) с шиной питания -5 В , а не с землей (0 В); тогда напряжения на обоих входах смогут колебаться в пределах, задаваемых значениями, примерно на 1 В меньшими каждого из напряжений питания. Вывод 1 остается соединенным с землей (0 В), чтобы выходной транзистор продолжал переключаться между 0 и $+5\text{ В}$. При наличии этих двух источников питания на вход V_{REF} можно подать 0 В , превратив компаратор в детектор пересечения нуля, используемый при преобразовании переменного входного сигнала в последовательность импульсов для их подсчета в дальнейшем цифровой схемой.

Максимальные напряжения питания $\pm 18\text{ В}$ на выводах 8 и 4 позволяют ИС 311 работать со входными сигналами с размахом до $\pm 17\text{ В}$. На выходной транзистор можно по-прежнему независимо подавать напряжение питания $+5\text{ В}$, сохранив совместимость с логическими схемами. Его способность отдавать в нагрузку ток 50 мА позволяет с его помощью непосредственно переключать лампы или реле.

11.17.2. Гистерезис при положительной обратной связи

При работе с компараторами могут возникнуть неприятности с «дрожанием», особенно в том случае, когда в сигнале присутствует значительный шум. Вместо однократного изменения уровня выходного напряжения при достижении входным сигналом значения V_{REF} могут иметь место быстрые колебания между логическими уровнями. При таком явлении нарушается функционирование счетчиков, и его можно избежать, вводя в характеристику компаратора *гистерезис*. Этот гистерезис или «люфт» является элект-

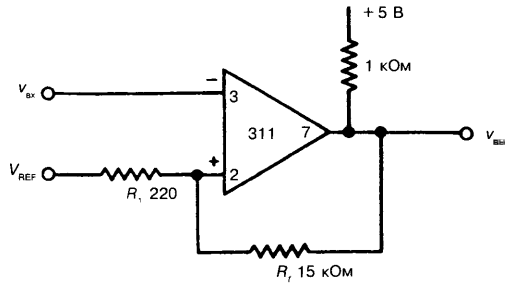


Рис. 11.49. Компаратор на ИС311 с гистерезисом (источники питания и земля подключаются так, как показано на рис. 11.48).

рическим аналогом дверной пружинной защелки и возникает в результате введения неглубокой положительной обратной связи.

На рис. 11.49 представлен компаратор на ИС 311 с 50-милливольтным гистерезисом. Сигнал положительной обратной связи подается, естественно, на неинвертирующий вход, и для того, чтобы коэффициент передачи цепи обратной связи был вполне определенным (а значит, и величина гистерезиса была фиксированной), необходимо подавать сигнал на этот вход от источника с малым сопротивлением. Но обычно легче не требовать малого сопротивления источника сигнала, а подавать на неинвертирующий вход опорное напряжение. В этом случае входной сигнал подается на инвертирующий вход, а характеристика становится инверсной, как показано на рис. 11.50, и демонстрирует наличие гистерезиса. Когда напряжение на выходе компаратора изменяется, за счет положительной обратной связи слегка меняется опорное напряжение (точнее: потенциал неинвертирующего входа. — *Примеч. перев.*), так что требуется относительно большое приращение входного сигнала, чтобы вызвать обратный перескок выходного напряжения. В схеме на рис. 11.49 ширина петли гистерезиса ΔV равна

$$\Delta V = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot V_{pp}, \quad (11.34)$$

где V_{pp} — величина, на которую меняется выходное напряжение при срабатывании компаратора.

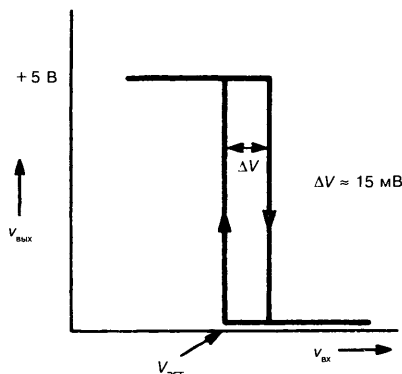


Рис. 11.50. Типичная характеристика компаратора на ИС311 с гистерезисом.

11.18. Справочные данные об ОУ

Информацию о характеристиках и цоколевке ОУ, а также примеры ОУ различного типа можно найти в приложении 3.

11.19. Аналоговый умножитель

Когда мы в подразд. 8.4.2 рассматривали дифференциальный усилитель, оказалось, что дифференциальный коэффициент усиления напряжения прямо пропорционален суммарному эмиттерному току транзисторов, составляющих дифференциальную пару. Очевидно, что этим можно воспользоваться для того, чтобы с помощью управляющего электрического сигнала изменять коэффициент усиления напряжения усилителя. Суммарный эмиттерный ток в дифференциальном усилителе можно регулировать независимо, изменяя напряжение смещения у транзистора в эмиттерной цепи, который играет роль генератора стабильного тока (см. рис. 8.9). При симметричном выходе между коллекторами двух транзисторов (см. рис. 8.10) изменение суммарного эмиттерного тока не влияет на величину дифференциального выходного напряжения, а только изменяет коэффициент усиления.

Пусть напряжение сигнала на входе усилителя равно V_x , тогда

$$V_{\text{вых}} = A_V V_x,$$

где A_V — коэффициент усиления напряжения. Предположим теперь, что

$$A_V = kV_y,$$

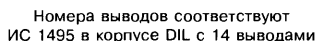
где V_y — напряжение смещения, управляющее суммарным эмиттерным током; тогда

$$V_{\text{вых}} = kV_x V_y,$$

то есть напряжение на выходе пропорционально произведению напряжений двух входных сигналов. В этом заключается принцип действия аналогового умножителя с меняющейся крутизной (ячейка Гилберта), которую можно приобрести в виде сравнительно недорогой ИС, например MC1495L фирмы Motorola или AD834 фирмы Analog Devices.

В типичном случае интервал возможных значений сигнала на обоих входах X и Y составляет ± 5 В при ошибке в произведении $< 1\%$. На рис. 11.51 представлена практическая схема на умножителе 1495. ИС умножителя имеет дифференциальный выход; в действительности, на выходных клеммах присутствует в качестве синфазного сигнала большое по величине постоянное напряжение, и для получения выходного сигнала без смещения по постоянному току применен дифференциальный усилитель на ИС 741. С помощью регулятора выходного смещения R_{19} можно производить подстройку в широких пределах и, в частности, установить нулевое напряжение на выходе при $V_x = V_y = 0$. Необходимы также регуляторы смещения на входах, так как выходное напряжение должно равняться нулю также в том случае, когда только один из входных сигналов имеет нулевое значение, то есть

$$V_x \times 0 = 0$$



И

$$V_y \times 0 = 0.$$

Так как

$$(V \sin \omega t)^2 = \frac{V^2}{2}(1 - \cos 2\omega t),$$

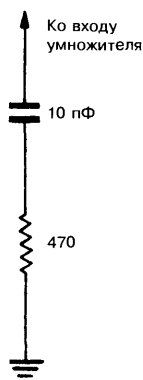
сигнал на выходе должен оказаться синусоидой удвоенной частоты по сравнению с частотой сигнала, поданного на входы, но смещенной по вертикали так, чтобы касаться сверху уровня, соответствующего потенциалу земли. В том, что амплитуда возводится в квадрат, можно убедиться, удвоив амплитуду входного сигнала и проверив, увеличилась ли амплитуда выходного сигнала в четыре раза.

Сигнал на выходе умножителя имеет вид $V_o = kV_xV_y$, где k — постоянная, равная в этой схеме примерно 0,1; изменяя сопротивление резистора R_{13} , можно подогнать значение k так, чтобы оно точно равнялось 0,1. Благодаря относительно небольшой величине k выходное напряжение остается в допустимых пределах даже при максимальных значениях V_x и V_y , равных ± 5 В, не выводя ИС 741 из линейного режима работы.

Как видим, схема будет работать как с переменными сигналами, так и с сигналами постоянного тока. Резисторы R_1 и R_2 включены для того, чтобы осуществить привязку входов к земле на тот случай, когда применяются разделительные конденсаторы. Если же входные сигналы поступают от источников с малым сопротивлением (по постоянному току. — *Примеч. перев.*), то резисторы R_1 и R_2 можно убрать; при этом следует замкнуть коротко резисторы R_3 и R_4 , чтобы обеспечить малые сопротивления источников на всех входах и уменьшить обусловленное ими смещение. Полезно заметить, что выводы 9 и 12 образуют один дифференциальный вход, а выводы 4 и 8 — другой дифференциальный вход; входы умножителя можно считать входами ОУ и принять во внимание тот факт, что у каждого из них начальный входной ток относительно велик (около 3 мкА), а входное сопротивление также имеет большое значение (порядка 20 МОм).

Чтобы избежать нежелательного возбуждения на высоких частотах, полезно в качестве меры предосторожности включить между каждым из выводов 9 и 4 и землей фильтры для подавления паразитной генерации (рис. 11.52). В частности, это необходимо, когда используются длинные подводящие провода на входах; характеристика умножителя в области высоких частот падает всего лишь на 3 дБ на частоте 3 МГц, так что паразитные связи могут вызвать возбуждение. Применение последовательно включенных конденсатора и резистора уменьшит добротность Q любого паразитного резонансного контура, который может образоваться на высоких частотах, и, таким образом, предотвратит генерацию.

У аналогового умножителя есть несколько любопытных применений. Иногда требуется схема, чтобы смоделировать то или иное уравнение, скажем, вида $V = k(lm + xy)$, где l , m , x и y — переменные, а k — фиксированная постоянная. В данном случае аналоговые умножители можно применить для нахождения произведений lm и xy . Затем эти два произведения



так, чтобы иметь подходящий коэффициент усиления, соответствующий постоянной k . Аналоговый умножитель применяется в качестве управляемого напряжением аттенюатора (рис. 11.53). Простым применением такой схемы является управление коэффициентом усиления в устройстве звукового диапазона на расстоянии: поскольку коэффициент усиления меняется путем изменения постоянного напряжения, нет необходимости в том, чтобы проводники со звуковым сигналом шли к удаленному регулятору; тем самым устраняется риск,

Рис. 11.52. Фильтр, который необходимо включить между каждым из входов и землей, чтобы уменьшить риск возникновения неустойчивости на высоких частотах.

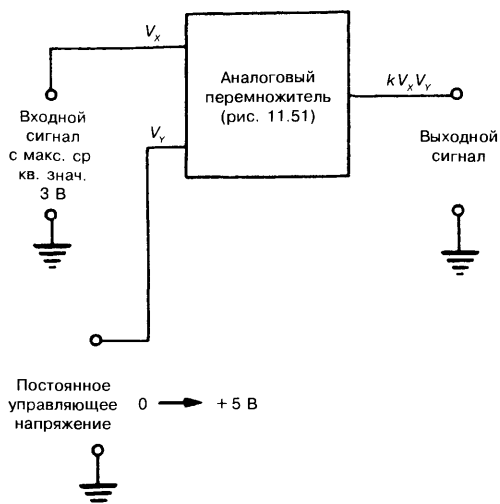


Рис. 11.53. Применение аналогового умножителя в качестве управляемого напряжением аттенюатора.

что будут наводки фона. Путем выпрямления и сглаживания самого сигнала и вычитания получающегося постоянного напряжения, определяемого уровнем сигнала, из постоянного управляющего напряжения можно обеспечить автоматическую регулировку усиления (АРУ). В этом случае с ростом входного сигнала управляющее напряжение уменьшается, и выходной сигнал остается более или менее постоянным. По этому принципу можно построить устройство автоматического сжатия динамического диапазона (подавления громкости) и устройство автоматического расширения динамического диапазона. Можно собрать, например, схему автоматического уменьшения громкости музыки на время того или иного объявления, в которой управляющее напряжение будет формироваться из другого сигнала, а именно из речевого сигнала, поступающего от микрофона. Таким устройством («ducking» device) часто пользуются диск-жокеи.

Стоит отметить, что в случае, когда от умножителя типа 1495 требуется только переменный сигнал на выходе, схему, приведенную на рис. 11.51, можно упростить, отказавшись от дифференциального усилителя на выходе. Вместо этого постоянную составляющую выходного напряжения можно исключить, пропустив через разделительный конденсатор выходной сигнал непосредственно с вывода 14 или с вывода 2 ИС 1495.

11.20. Аналоговый делитель

Деление осуществляется путем включения умножителя в цепь обратной связи, охватывающей ОУ. На рис. 11.54 показано, как это можно сделать, используя умножитель, представленный на рис. 11.51, и еще один усилитель типа 741.

Считая инвертирующий вход этого усилителя мнимой землей и принимая во внимание обычные предположения о свойствах ОУ, имеем:

$$\frac{V_z}{R_2} = \frac{-kV_1V_o}{R_1} \quad (11.35)$$

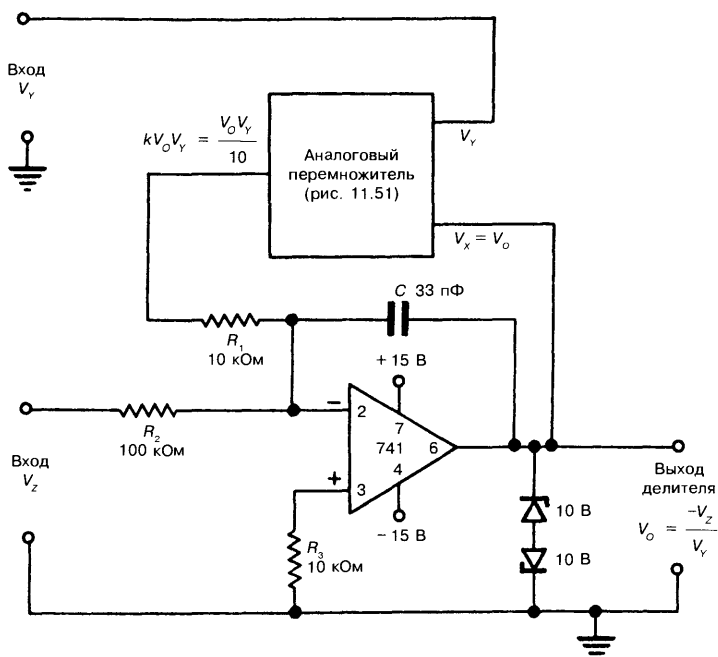


Рис. 11.54. Аналоговый делитель.

или, в результате преобразований,

$$V_O = \frac{-R_1}{kR_2} \cdot \frac{V_Z}{V_Y}.$$

Таким образом, при $k = 0,1$ и $R_1/R_2 = 0,1$ при указанных сопротивлениях резисторов получаем:

$$V_O = \frac{-V_Z}{V_Y}. \quad (11.36)$$

Может возникнуть некоторая трудность с начальной установкой делителя, если принять во внимание, что при нуле в знаменателе результат равен бесконечности. Другими словами необходимо до включения делителя установить конечное значение напряжения V_Y , скажем, 1 В. Делить на малые величины ($V_Y < 0,5$ В) опасно, так как ОУ имеет большой коэффициент усиления, и в случае, когда необходимо обеспечить более высокую точность, чем 5 %, требуется аккуратная подстройка регуляторов смещения. Лучше всего сначала установить нуль смещения на выходе умножителя, до его включения в петлю обратной связи.

Конденсатор C применяется в качестве дополнительной коррекции на высоких частотах для того, чтобы обеспечить устойчивость, несмотря на дополнительный сдвиг по фазе в умножителе. Включенные на выходе навстречу один другому стабилитроны предотвращают защелкивание, когда V_Y стремится к нулю. Если этих диодов нет и V_Y падает до нуля, то напряжение на выходе ИС 741 стремится к бесконечности, но его рост, по очевидным причинам, прекращается вблизи 15 В. Если при этом сигнал на входе X

будет больше 12 В, то этого окажется достаточным, чтобы временно перевести умножитель в нерабочее состояние, так что он не сможет надлежащим образом отреагировать, когда V_Y станет ненулевым. Схема будет оставаться в зашелкнутом состоянии, пока не будут выключены и вновь включены источники питания. Включенные навстречу один другому стабилитроны с рабочим напряжением 10 В ограничивают выходное напряжение значением приблизительно 10,5 В, которого недостаточно, чтобы вызвать защелкивание.

Максимальное значение V_Y равно +5 В, и важно отметить, что напряжение V_Z должно быть положительным. Что же касается V_Z , то оно может быть любым из интервала от -25 до $+25$ В.

Если входы умножителя X и Y соединить вместе, то напряжение будет квадратным корнем от величины V_Z . В этом случае V_Z должно быть отрицательным и оставаться в пределах от 0 до -25 В.

11.21. Аналоговое моделирование

11.21.1. Введение

Мы уже видели, как можно с помощью сумматоров, усилителей и умножителей моделировать различные алгебраические уравнения. Известны случаи, когда напряжение в аналоговых вычислениях представляло те или иные физические величины. Можно легко смоделировать даже сложные дифференциальные уравнения, используемые для описания движущихся механических систем. Мы рассмотрим здесь один из самых простых и распространенных примеров: моделирование дифференциального уравнения, описывающего резонансную систему с затуханием (например, груз на пружине).

11.21.2. Резонансная система с затуханием

Рассмотрим груз массы m , висающий на конце пружины с коэффициентом упругости k (коэффициент упругости = приращение силы/приращение длины), при наличии вязкого затухания b ; и пусть на груз действует некоторая сила, являющаяся функцией времени $F(t)$. Дифференциальное уравнение для расстояния x груза относительно некоторой фиксированной точки имеет вид:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F(t). \quad (11.37)$$

Чтобы построить аналоговый компьютер для решения этого уравнения, легче всего начать с предположения, что уже имеется сигнал ускорения, соответствующий члену d^2x/dt^2 . Тогда исходное уравнение преобразуется так:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = -\frac{b}{m} \frac{dx}{dt} - \frac{k}{m} x + \frac{1}{m} F(t). \quad (11.38)$$

В процессе моделирования этого уравнения интегрирование d^2x/dt^2 даст $-dx/dt$, а затем второе интегрирование приведет к x . Чтобы получить правильную полярность и обеспечить требуемые значения различных констант,

с помощью потенциометра на выходе первого интегратора снимается b/m -я часть сигнала $-dx/dt$; далее она инвертируется и вместе с k/m -й частью x с выхода второго интегратора подается на сумматор на основе ОУ. В сумматоре, как обычно, происходит изменение знака, и на его выходе получается:

$$-\left(\frac{b}{m} \frac{dx}{dt} + \frac{k}{m} x\right).$$

Если мы на время отвлечемся от слагаемого $F(t)$, часто представляющего собой лишь какой-то кратковременный начальный «толчок», то сигнал на выходе сумматора совпадает с правой частью преобразованного уравнения.

Теперь необходимо приравнять его величине d^2x/dt^2 : все, что для этого нужно сделать, это подать выходной сигнал на тот вход, где у нас, по предположению, уже имелся сигнал d^2x/dt^2 с самого начала. Теперь можно ввести член $F(t)$, причем это удобно сделать, добавив еще один резистор на входе первого интегратора. Получившаяся схема представлена на рис. 11.55, где все ОУ изображены схематически, а именно опущены заземленные, как обычно, неинвертирующие входы. Удобно, чтобы коэффициент передачи каждого из интеграторов был подобран равным единице; тогда коэффициенты в уравнении будут полностью определяться потенциометрами. Поскольку сигнал на выходе интегратора выражается соотношением

$$v_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int v_{\text{вх}} dt,$$

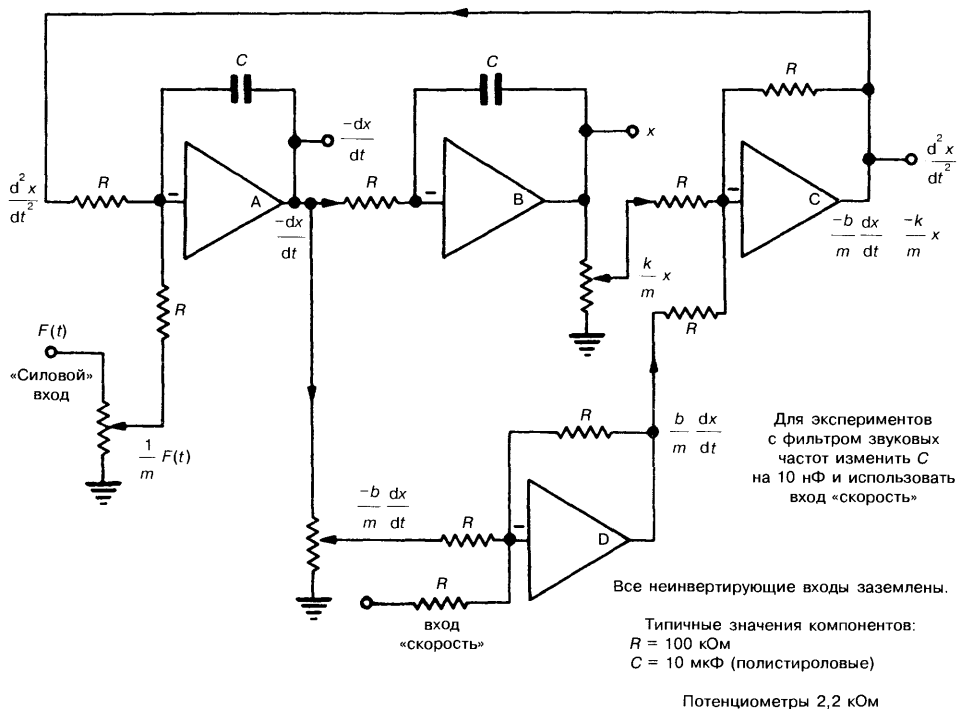


Рис. 11.55. Аналоговый компьютер, моделирующий резонансную систему (фильтр второго порядка, фильтр с варьруемой характеристикой).

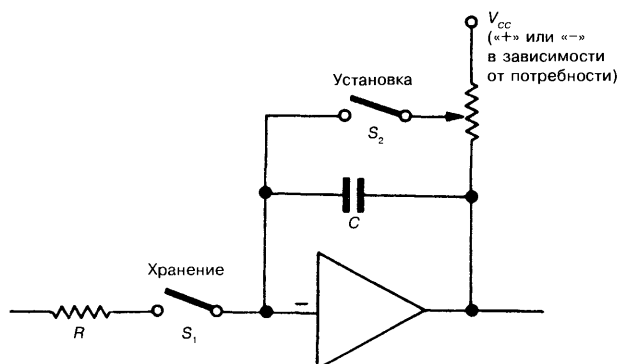


Рис. 11.56. Схема интегратора с ключами «задания начального значения» и «прерывания».

нам следует сделать постоянную времени RC равной 1 с, чтобы коэффициент передачи равнялся -1 . Наибольшее значение R ограничивается начальным входным током ИС 741: если принять его равным 100 кОм, то в качестве C следует взять 10 мкФ. Электролитические конденсаторы не подходят, так как в данном случае нет постоянного поляризующего напряжения; следовательно, необходимы бумажные или пленочные конденсаторы довольно большого размера. Чтобы уменьшить размеры, часто останавливаются на значениях 100 кОм и 1 мкФ; при этом $RC = 0,1$ и коэффициент передачи интегратора равен -10 , на что необходимо делать поправку при установке потенциометров.

Интересно заметить, что в течение всего времени напряжение на конденсаторе первого интегратора представляет собой скорость, а на конденсаторе второго интегратора — смещение. Следовательно, перед началом вычислений можно задать исходные значения смещения и скорости, зарядив конденсаторы до определенного напряжения. Это можно реализовать с помощью схемы, приведенной на рис. 11.56, где предусмотрено также средство блокировки, позволяющее прерывать и возобновлять вычисления по мере необходимости. Ключ S_2 замыкается для задания начального условия, определяемого установкой потенциометра. Система «удерживается» в неизменном состоянии, когда оба ключа S_2 и S_1 разомкнуты; при выполнении вычислений ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут. На практике роль ключей могут играть контакты реле или полевые транзисторы.

11.22. Фильтр с варьiruемой характеристикой

Хотя мы пришли к петле интегратора второго порядка, представленной на рис. 11.55, как к средству моделирования механической резонансной системы, стоит отметить, что она является также еще одним примером активного фильтра. Будучи резонансной системой с регулируемым затуханием, она обладает свойствами резонансного LCR -контура. Такого типа схема, называемая схемой второго порядка (биквадратной схемой, *biquad*), а также схемой с *варьiruемой характеристикой*, часто применяется в эквалайзерах звукового диапазона; можно воспользоваться схемой на рис. 11.55 и познаться с этим, поставив конденсаторы с $C = 10$ нФ и подав сигнал звуковой частоты на вход «скорость» (OY D).

Весьма поучительно наблюдать сигналы на выходах разных усилителей, варьируя частоту сигнала. Полезно поэкспериментировать с различными установками потенциометров. Сигнал на выходе ОУ А эквивалентен выходному сигналу полосового фильтра, ОУ В реализует характеристику фильтра нижних частот, а ОУ С дает выходной сигнал фильтра верхних частот. В результате изменения коэффициентов передачи интеграторов меняются резонансная частота или частота спада. Потенциометром «затухание» регулируется добротность Q .

11.23. Фильтр с переключаемыми конденсаторами

Схема с варьируемой характеристикой, изображенная на рис. 11.55, является примером построения гибкого активного фильтра на основе интеграторов. Частота среза изменяется, по существу, путем регулирования с помощью потенциометров коэффициентов передачи интеграторов в соответствующих точках. В фильтрах с переключаемыми конденсаторами применяются интеграторы, у которых коэффициент передачи (поток заряда) регулируется не резистором, а быстрым переключателем.

В таком интеграторе, показанном на рис. 11.57, ключ S отвечает за заряд интегрирующего конденсатора C_2 путем чередования заряда конденсатора C_1 до входного напряжения $v_{вх}$ и последующего разряда C_1 в C_2 .

Когда ключ S находится в положении 1, конденсатор C_1 заряжается до $v_{вх}$ и заряд на нем равен $q = C_1 v_{вх}$, затем в положении 2 конденсатор C_1 разряжается в мнимую землю и при этом заряд q переносится на C_2 . Это приводит к тому, что напряжение на выходе $v_{вых}$ изменяется на небольшую величину $\Delta v_{вых}$ за время одного такта Δt :

$$\Delta v_{вых} = -q/C_2 = -\frac{C_1}{C_2} v_{вх}.$$

С течением времени это происходит f_{clk} раз в секунду, откуда следует, что

$$v_{вых} = -f_{clk} \frac{C_1}{C_2} \int v_{вх} dt. \quad (11.39)$$

Таким образом, коэффициент передачи интегратора зависит от тактовой частоты, а не от сопротивления резистора во входной цепи. Следовательно, можно создать регулируемый на расстоянии фильтр с перестраива-

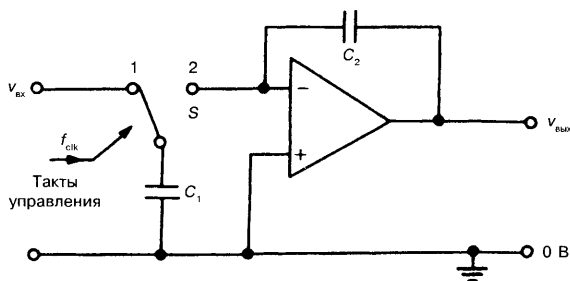


Рис. 11.57. Интегратор для фильтра с переключаемыми конденсаторами.



емым состоянием, управляя им путем изменения тактовой частоты. Кроме того, тот факт, что существенным является *отношение* емкостей, а не абсолютное значение емкости, делает фильтр с переключаемыми конденсаторами идеальным для изготовления его в виде ИС. Роль ключа S обычно играет пара МОП-транзисторов.

Недостаток фильтра с переключаемыми конденсаторами заключается в том, что тактовые импульсы могут пролезать в сигнал; правда, обычно частота f_{clk} очень велика по сравнению с частотой сигнала, и небольшой стандартный фильтр нижних частот может решить эту проблему. Стоит отметить, что из сравнения соотношений (11.39) и (11.3) следует, что при переходе от традиционного интегратора к варианту с переключаемыми конденсаторами величина R переходит в $1/(f_{\text{clk}}/C_1)$. Переключаемый конденсатор на входе ведет себя подобно резистору, как фактический регулятор потока заряда.

На одном кристалле можно изготовить большое число цепей с переключаемыми конденсаторами и относящимися к ним усилителями, и это дает возможность создавать фильтры с очень крутым спадом частотной характеристики и со сколь угодно точно задаваемой шириной полосы. Их часто применяют в связи с аналого-цифровым преобразованием.

ГЛАВА 12

СХЕМЫ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ГЕНЕРАТОРЫ

12.1. Положительная обратная связь

Одним из наиболее полезных измерительных приборов в экспериментальной электронике является генератор. Поэтому естественно, что мы рассмотрим методы, используемые при создании генераторов.

Положительная обратная связь является главной общей особенностью всех генераторов. При обсуждении отрицательной обратной связи в разд. 4.3 мы нашли, что коэффициент усиления любого усилителя с обратной связью определяется выражением

$$A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}, \quad [(4.1)]$$

где A_0 — коэффициент усиления без обратной связи, а β — величина, показывающая, какая часть выходного сигнала возвращается на вход. При отрицательной обратной связи β или A_0 отрицательные, так что знаменатель всегда больше единицы. Однако в случае положительной обратной связи может выполняться условие

$$1 - \beta A_0 = 0, \quad (12.1)$$

которое дает бесконечное значение для $A = A_0 / (1 - \beta A_0)$. Это означает, что усилитель создает выходной сигнал в отсутствие входного, что и является условием генерации. Самовозбуждающаяся колебательная система является сердцем каждого генератора. Генератор синусоидального сигнала конструируется так, чтобы условие (12.1), часто называемое *критерием Баркгаузена*, выполнялось только на одной частоте.

12.2. Генераторы синусоидальных колебаний

12.2.1. Генератор с фазовращателем

Удобно начать изучение практических схем генераторов с применения положительной обратной связи в однокаскадном усилителе напряжения. Этот вариант реализуется в генераторе с фазовращателем, схема которого приведена на рис. 12.1.

Чтобы получить колебания, необходима фазосдвигающая цепь, поскольку, как мы видели в подразд. 1.6.3, усилитель дает сдвиг фазы выходного сигнала по отношению к входному 180° . Следовательно, для получения по-

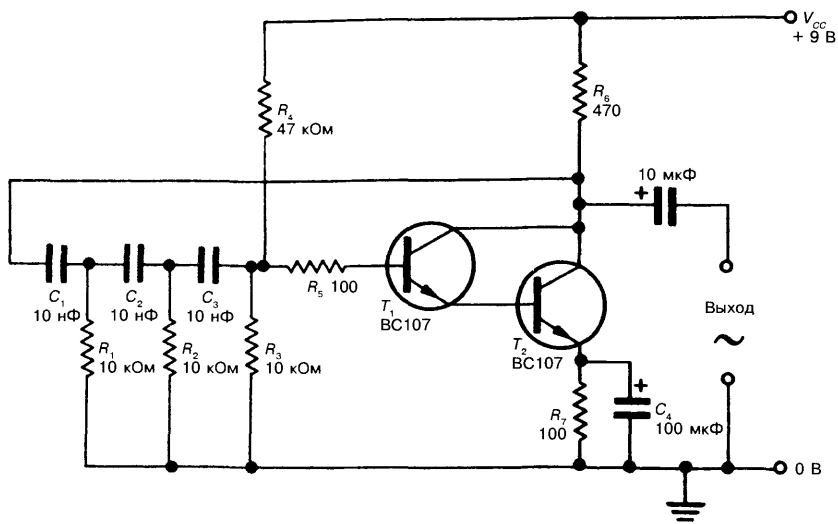


Рис. 12.1. Генератор с фазовращателем (синусоидальный выход).

ложительной обратной связи внешняя цепь (R_1 , C_1 , R_2 , C_2 , R_3 , C_3) должна сдвигать фазу еще на 180° . Такой трехступенчатый фазовращатель показан отдельно на рис. 12.2. Заметим, что резистор R_3 на рис. 12.2 представляет собой параллельное соединение резисторов R_3 и R_4 на рис. 12.1. В усилителе используется схема Дарлингтона, так что можно пренебречь входным сопротивлением транзистора, поскольку оно очень велико. Интересно отметить, что для получения фазового сдвига 180° в результате прохождения через пассивную цепь необходимы три RC -звена, чтобы иметь заметный выходной сигнал. Одно RC -звено может в принципе дать сдвиг фазы как раз 90° , но для этого сопротивление конденсатора должно быть много больше сопротивления резистора, в результате чего имеет место почти бесконечное ослабление.

Резистор-«пробка» R_5 с сопротивлением 100 Ом (рис. 12.1) служит для подавления нежелательного возбуждения на высокой частоте.

Ослабление и сдвиг фазы в схеме, приведенной на рис. 12.2, можно найти из анализа цепи, подобного тому, который был использован при

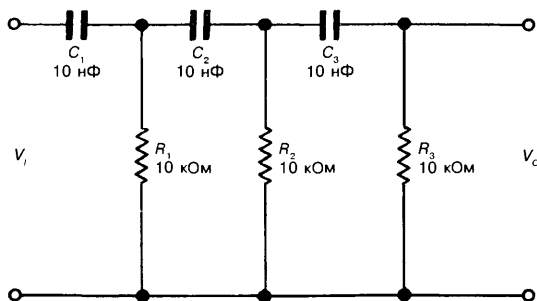


Рис. 12.2. Схема фазовращателя.



расчете фильтров в разд. 11.14, начиная с выхода схемы. Если $R_1 = R_2 = R_3$ и $C_1 = C_2 = C_3$, то

$$\frac{V_I}{V_O} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + j \left[\left(\frac{1}{\omega RC} \right)^3 - \frac{6}{\omega RC} \right]. \quad (12.2)$$

Чтобы найти круговую частоту ω_0 , на которой сдвиг фазы цепи обратной связи равен 180° , надо приравнять нулю мнимую часть этого выражения, то есть

$$\frac{1}{(\omega_0 RC)^3} = \frac{6}{\omega_0 RC},$$

поэтому

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{6(RC)}, \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{6}RC}, \end{aligned}$$

или

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \text{ Гц}. \quad (12.3)$$

Подставляя $\omega = \omega_0$ в выражение (12.2), получим, в конце концов, величину затухания цепи, то есть коэффициент обратной связи β в соотношении (4.1):

$$\frac{V_I}{V_O} = 1 - 5 \times 6 = -29,$$

следовательно

$$\beta = \frac{V_O}{V_I} = -\frac{1}{29}.$$

Отрицательный знак указывает на то, что сдвиг фазы равен 180° , в то время как численная величина говорит о том, что для поддержания колебаний усилителю необходимо иметь коэффициент усиления не менее 29. Схема на рис. 12.1 очень хорошо подходит для экспериментов. Ниже дается несколько советов.

1. Измерьте частоту колебаний путем сравнения на осциллографе с колебаниями лабораторного генератора. Лучше все же воспользоваться цифровым частотомером. Сравните ваш экспериментальный результат с теоретическим значением.

2. Изучите на осциллографе форму выходного сигнала. Является ли она хорошим синусоидальным колебанием? Если доступен двухлучевой осциллограф, используйте выходной сигнал лабораторного генератора для сравнения. Часто искажения сигнала на выходе генератора с фазовращателем достаточно серьезные, поскольку единственной причиной ограничения амплитуды выходного сигнала является нелинейность, имеющаяся в транзисторе при больших выходных сигналах. Кроме того, с изменением частоты

ты сдвиг фазы в фазовращателе изменяется довольно медленно. В результате коэффициент передачи фазовращателя все еще остается значительным для гармоник основной частоты, и компоненты сигнала, возникающие в результате искажений, проходят с его входа на выход.

3. Если используется регулируемый источник постоянного напряжения, то с его помощью удобно провести тонкую установку коэффициента усиления схемы. Уменьшив V_{cc} до такой величины, при которой в схеме еще сохраняются колебания: форма колебания при этом должна быть совсем близка к синусоидальной. Теперь можно измерить коэффициент усиления усилителя, удалив конденсатор C_3 и подавая сигнал в точку соединения резисторов R_3 и R_4 через обычный развязывающий конденсатор емкостью порядка 10 мкФ. Сравните измеренный коэффициент усиления с теоретическим значением, равным 29.

4. Самым простым способом изменения частоты выходного сигнала является изменение емкости конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 (вместо этого можно изменить сопротивление резисторов R_1 , R_2 и R_3 , но при этом следует пропорционально изменить и R_4 , чтобы сохранить правильный режим усилителя по постоянному току). Исследуйте частотный диапазон, в котором схема будет генерировать. Ограничение в области нижних частот накладывает реактивное сопротивление конденсатора C_4 , а на высокой частоте становится значительным влияние паразитных емкостей, уменьшающих коэффициент усиления и вводящих нежелательный сдвиг фазы.

12.2.2. Генератор с мостом Вина

Генератор с мостом Вина является наиболее популярной схемой генератора звуковых частот. Он обладает достаточно хорошей стабильностью частоты и может давать очень малые искажения; кроме того, он легко перестраивается. На рис. 12.3 показана простейшая схема генератора с мостом Вина, где в качестве усилителя используется ОУ 741. Частотно-зависимое плечо моста Вина содержит цепи $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$, через которые на вход усилителя проходит сигнал положительной обратной связи, в то время как сигнал отрицательной обратной связи подан через резистор R_3 и лампу накаливания.

Сначала полезно посмотреть на выделенную часть моста Вина, показанную на рис. 12.4, а, где она наглядно изображена в виде делителя напряжения. Пользуясь эквивалентной схемой этого делителя (рис. 12.4, б), можно написать выражение для коэффициента ослабления:

$$\frac{V_I}{V_O} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}.$$

Теперь, возвращаясь к действительной схеме,

$$Z_1 = R_1 + j \frac{1}{\omega C}$$

(R_1 и C_1 соединены последовательно) и

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2$$

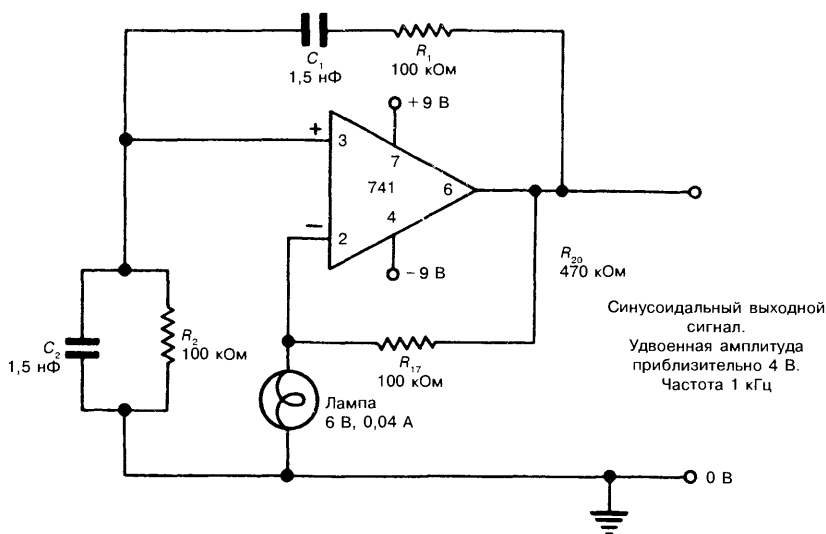


Рис. 12.3. Генератор с мостом Вина на основе ОУ.

(R_2 и C_2 соединены параллельно), то есть

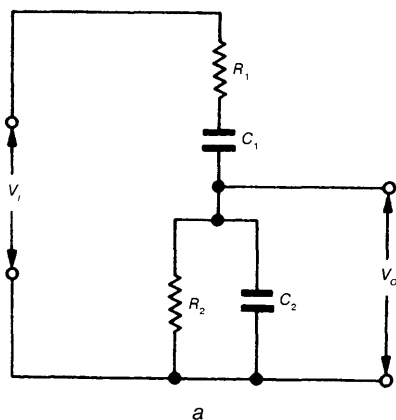
$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2},$$

поэтому

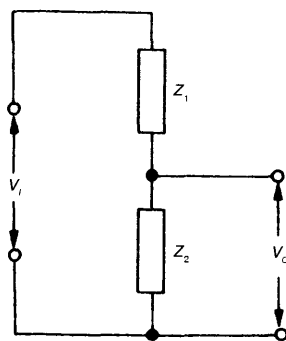
$$\frac{V_I}{V_O} = 1 + \frac{[R_1 + (1/j\omega C_1)](1 + j\omega C_2 R_2)}{R_2}.$$

Преобразуя, получаем

$$\frac{V_I}{V_O} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_2}\right). \quad (12.4)$$



а



б

Рис. 12.4. Частотно-зависимое плечо моста Вина:

а — соответствующие компоненты, взятые отдельно от схемы генератора; б — эквивалентная схема делителя напряжения.

Выражение (12.4) упрощается при условии $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, которое, как правило, выполняется:

$$\frac{V_I}{V_O} = 3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right). \quad (12.5)$$

Мнимая часть исчезает на резонансной частоте ω_0 , когда

$$\omega_0 RC = \frac{1}{\omega_0 RC},$$

то есть при

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

или

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (12.6)$$

В схеме на рис. 12.3 $RC = 1,5 \times 10^{-4}$ с и $f_0 \approx 1000$ Гц.

На резонансной частоте моста Вина f_0 сдвиг фазы равен нулю, поскольку равна нулю мнимая часть, и остается ослабление

$$\frac{V_I}{V_O} = 3.$$

Следовательно, для того чтобы в генераторе с мостом Вина установились колебания, усилитель должен иметь коэффициент усиления больше 3. В подразд. 12.2.1 мы видели, что генератор с фазовращателем дает несколько искаженную форму сигнала, поскольку единственным фактором, ограничивающим амплитуду выходного сигнала, является нелинейность самого усилителя. В схеме с мостом Вина этот вопрос решается легко: относительно низкий требуемый коэффициент усиления означает, что можно применить сильную отрицательную обратную связь и средство стабилизации амплитуды непосредственно ввести в петлю обратной связи. В схеме на рис. 12.3 делитель цепи обратной связи содержит резистор R_3 с сопротивлением 100 Ом и 6-вольтовую лампу накаливания с током 0,04 А. Хорошо известно, что при нагревании нити лампы ее сопротивление изменяется чрезвычайно сильно. В нашей схеме, по мере увеличения выходного напряжения, нить лампы нагревается, а поскольку это так, то увеличивается отрицательная обратная связь из-за увеличения сопротивления нити лампы. Когда сопротивление лампы становится равным 50 Ом, коэффициент усиления принимает значение $A = (100 + 50)/50 = 3$ и выполняется следующее из теории условие установления колебаний. С указанной лампой это состояние достигается при напряжении на выходе генератора, имеющем полный размах примерно 4 В. Любая тенденция дальнейшего увеличения выходного напряжения предотвращается лампой, сопротивление которой стало бы возрастать, в результате чего коэффициент усиления усилителя уменьшился бы. Меняя величину сопротивления R_3 , регулируют выходное напряжение, но амплитуда колебаний на выходе ОУ 741 ограничена тем фактом, что

сопротивление цепи обратной связи значительно меньше рекомендуемой минимальной величины нагрузки на выходе ОУ. Тем не менее схема дает очень неплохие результаты.

Кроме лампы в качестве стабилизирующего элемента используют термистор с отрицательным температурным коэффициентом, сопротивление которого уменьшается при повышении температуры. Термистор ставится на место резистора R_3 , а лампа заменяется резистором, сопротивление которого выбирается в соответствии с сопротивлением термистора при требуемой амплитуде выходного напряжения генератора. Сопротивление термистора можно определить из справочных данных. У имеющихся термисторов сопротивления относительно велики, и этим обеспечивается большая гибкость при проектировании, чем в случае с лампой. Применение термисторов является наиболее распространенным методом стабилизации амплитуды.

Третьим методом стабилизации амплитуды, который также широко используется, является применение полевого транзистора, работающего как управляемый напряжением резистор. В этом случае выходное напряжение генератора должно быть выпрямлено и отфильтровано перед подачей на затвор полевого транзистора. Этот метод более сложный, чем вариант с использованием простого термистора, но он позволяет управлять постоянной времени стабилизации. Постоянная времени может иметь решающее значение, если требуется минимальное «дрожание» амплитуды одновременно с малыми искажениями. Слишком малая постоянная времени приведет к тому, что регулятор попытается на низких частотах сгладить сигнал в каждом периоде, вызывая искажения, тогда как при слишком большой постоянной времени испытывается терпение пользователя, когда он ожидает установления амплитуды колебаний после изменения частоты.

В промышленных генераторах перестройка частоты выходного сигнала достигается, как правило, применением в качестве резисторов R_1 и R_2 двоянного потенциометра и переключением пар конденсаторов для разных диапазонов частот.

12.2.3. Генератор квадратурного сигнала

На рис. 12.5 приведена интересная схема генератора синусоидальных сигналов с малыми искажениями ($<0,1\%$), которая обеспечивает на выходе два одинаковых сигнала, сдвинутых по фазе на 90° один относительно другого. Он используется в биквадратном фильтре (аналоговом компьютере), изображенном на рис. 11.55, который имитирует резонансную систему. Основу схемы составляют два интегратора, соединенные обратной связью через инвертор с единичным усилением. При верхнем положении скользящего контакта потенциометров R_{1a} и R_{1b} колебания будут иметь место на частоте, при которой каждый интегратор имеет единичный коэффициент усиления, то есть на частоте, где $1/\omega RC = 1$ (в этой схеме $R_3 = R_5 = R$ и $C_1 = C_2 = C$). Потенциометры R_{1a} и R_{1b} объединены вместе и перекрывают диапазон частот, в пределах которого частота может меняться как 11 : 1. Идеальным здесь является сдвоенный потенциометр с линейным перемещением подвижного контакта (движковый потенциометр), поскольку согласование двух секций в нем намного более точно, чем в обычных сдвоен-

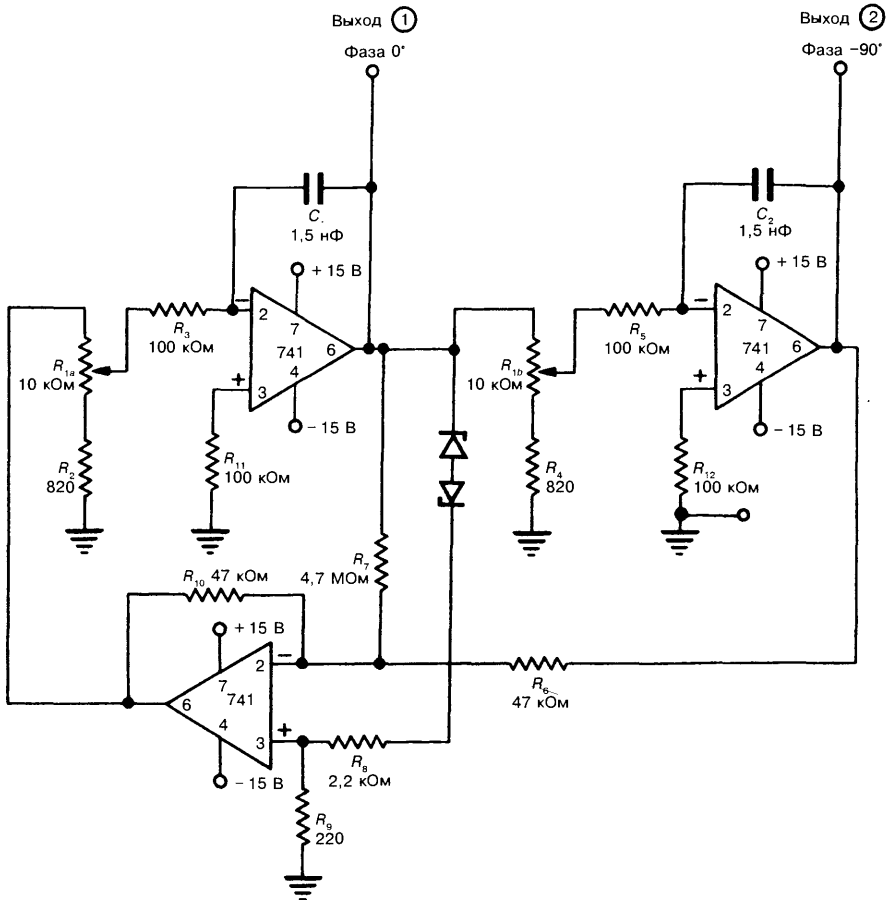


Рис. 12.5. Генератор синусоидальных сигналов с двумя квадратурными выходными сигналами одинаковой амплитуды.

ных потенциометрах с перемещением подвижного контакта по окружности путем вращения. Для изменения частоты на декаду можно переключать пары конденсаторов.

Чтобы обеспечить быстрый запуск генератора при включении схемы, применяется резистор R_7 с сопротивлением 4,7 МОм, создающий небольшое «отрицательное демпфирование». Ограничение амплитуды обеспечивается стабилитронами D_1 и D_2 и делителем $R_8 - R_9$, которые вносят положительное демпфирование, когда амплитуда выходного сигнала становится больше величины порядка 4 В. Оба выхода (1) и (2) дают очень устойчивый сигнал с удвоенной амплитудой 8 В. Из-за наличия интегратора между двумя выходами разность фаз между сигналами на этих выходах получается равной 90°. Если выбрать соответствующие емкости C_1 и C_2 , то схема будет хорошо работать на частотах вплоть до 0,1 Гц. Когда выходы генератора соединены со входами осциллографа X и Y , на экране наблюдается фигура Лиссажу в виде точной окружности; это особенно эффектно проявляется на низких частотах, когда на экране хорошо видно пятно, медленно описывающее окружность. На основе этой схемы можно смоделировать экран радиолокатора.

12.2.4. Генератор с LC -контуром

Резонансный LC -контур является, вероятно, основной частотно-избирательной цепью. Он широко применяется на частотах выше 50 кГц, но становится довольно громоздким на нижних частотах звукового диапазона, где необходимы большие индуктивности. На рис. 12.6 показана схема простого LC -генератора, которым можно воспользоваться в качестве основы для экспериментов. В нем применен усилитель на полевом транзисторе с трансформатором, обеспечивающим положительную обратную связь. Первичная обмотка трансформатора в цепи стока вместе с конденсатором C_2 образует колебательный контур, параметры которого можно изменять в широких пределах. В этой схеме будет работать почти любой трансформатор звуковых частот, такой как согласующий трансформатор или выходной трансформатор; вторичная обмотка подключена к высокоомному затвору полевого транзистора, так что шунтирование параллельного колебательного контура, образованного первичной обмоткой трансформатора и конденсатором C_2 , мало. Если схема не генерирует, попробуйте поменять местами выводы вторичной обмотки трансформатора, чтобы обеспечить положительную обратную связь.

В LC -генераторе сигнал обратной связи не обязательно подавать на затвор (или на базу в случае биполярного транзистора). С тем же успехом его можно подать в цепь истока или эмиттера так, чтобы каскад работал по схеме с общим затвором или с общей базой. Такой вариант может применяться в преобразователях частоты обычных супергетеродинных приемников, где на базу транзистора подается принимаемый сигнал для «смешивания» с выходным сигналом генератора.

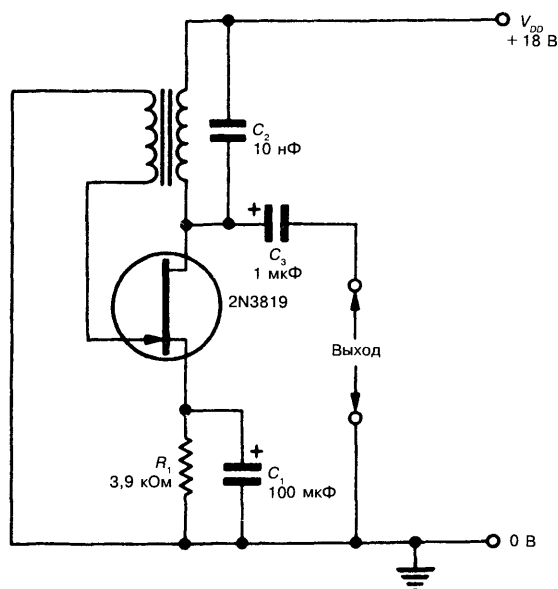


Рис. 12.6. Схема простого LC -генератора на полевом транзисторе.

12.3. Кварцевые генераторы

Стабильность частоты генератора определяется главным образом добротностью резонансной цепи Q . независимо от того, является она LC -контуром или это RC -цепь, как в мосте Вина. Чем больше добротность Q , тем быстрее изменяются с частотой ослабление и фаза, так что резонансная цепь препятствует изменению частоты, пока компоненты этой цепи остаются неизменными по величине. Наибольшая практическая величина Q для LC -контуров составляет несколько сотен, что подходит для большинства целей, но не годится для стандартов частоты.

Когда требуется очень стабильная частота колебаний, применяется кристаллический резонатор. Некоторые кристаллы, особенно кварц и некоторые керамики, такие как свинцово-циркониевый титанат (PZT), обладают пьезоэлектрическими свойствами, то есть они механически деформируются под воздействием электрического поля. Справедливо также и обратное: когда кристалл испытывает механическое напряжение, между его противоположными гранями возникает разность потенциалов. В результате пьезоэлектрического эффекта тонкая пластинка кварца или керамики с проводящими электродами, напыленными на ее поверхность, совершает механические колебания, когда к электродам подведено переменное напряжение. Эти колебания, в свою очередь, создают электрические сигналы, которые выглядят как противо-э.д.с., определяющая эффективный электрический импеданс кристалла. Амплитуда колебаний максимальна на резонансной частоте кристалла. Внутренние потери в кристалле очень малы, и величина добротности Q может быть очень большой, достигая 100 000. Диапазон резонансных частот простирается от 10 кГц до многих мегагерц, и зависит эта частота от размеров и формы кристалла.

Детальное изучение поведения кристалла показывает, что его характеристики являются комбинацией характеристик последовательного и парал-

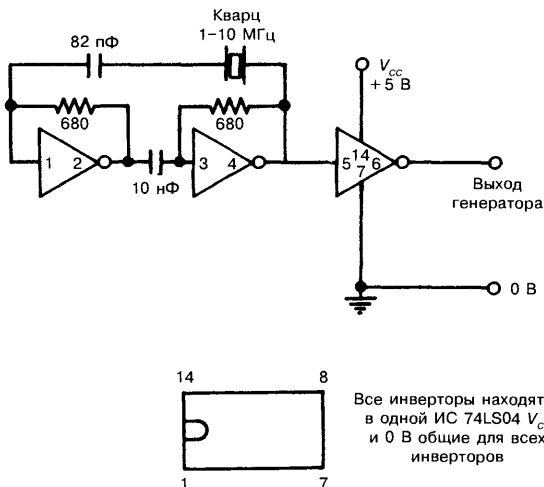


Рис. 12.7. Стабилизированный кварцем генератор периодических колебаний для цифровых схем. В качестве усилителей используются ТТЛ-инверторы.

лельного колебательных контуров. На большей части частотного диапазона импеданс кристалла имеет емкостной характер, за исключением частот вблизи резонанса, где он падает до нуля на частоте «последовательного» резонанса, а затем взлетает до бесконечности на частоте «параллельного» резонанса. Частота параллельного резонанса всегда несколько выше частоты последовательного резонанса, но для большинства целей их можно считать одинаковыми. Из-за своего двойственного поведения при резонансе, кристалл может по-разному использоваться в петле обратной связи генератора. Одна полезная схема, генерирующая прямоугольный выходной сигнал, пригодный для логических схем и микропроцессоров, показана на рис. 12.7. Здесь в качестве усилителей используются инверторы цифровой ИС 74LS04 (аналог 555ЛН1. — Примеч. перев.).

Кристаллические и керамические элементы используются не только в генераторах, но также широко применяются в полосовых фильтрах в качестве резонансных элементов. Особенно часто они встречаются в усилителях промежуточной частоты высокочастотных радиоустройств, где для получения хороших характеристик ширина полосы должна быть выдержана с высокой точностью.

12.4. Триггер (бистабильный мультивибратор)

Рассмотрим схему на двух транзисторах, представленную на рис. 12.8. Это, по существу, два транзисторных переключателя, соединенных один с другим. Предположим, что при включении питания транзистор T_1 откроется первым. Когда он насыщен, напряжение на его коллекторе будет в пределах 0,3 В относительно земли. Это означает, что через резистор R_3 в базу транзистора T_2 ток течь не может, поскольку требуется около 0,6 В, чтобы создать соответствующие условия для кремниевого p - n -перехода. Поэтому транзистор T_2 останется закрытым. Отметим, что, поскольку транзистор T_2 закрыт, напряжение на его коллекторе равно +6 В, так что ток, протекающий по резистору R_4 в базу транзистора T_1 , поддерживается на одном и том же уровне. Схема находится в устойчивом состоянии.

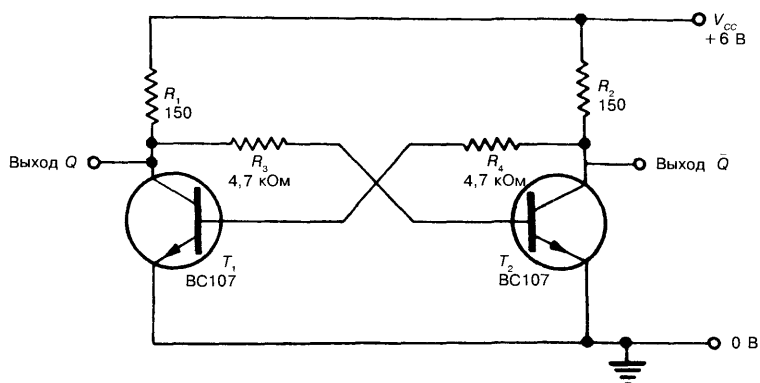


Рис. 12.8. Схема триггера (бистабильного мультивибратора). Наглядная индикация состояния получается при замене R_1 и R_2 лампами накаливания (6 В, 0,04 А).

Теперь на мгновение замкнем базу транзистора T_1 на землю, сделав равным нулю его базовый ток. Ток коллектора этого транзистора упадет до нуля, а напряжение на коллекторе поднимется до +6 В. Транзистор T_1 заперт, а в базу транзистора T_2 через резистор R_3 теперь течет ток, который отпирает его. Теперь транзистор T_2 находится в насыщении, напряжение на его коллекторе близко к нулю, и тем самым предотвращается протекание какого-либо тока в базе транзистора T_1 даже в том случае, когда короткое замыкание устранено. Схема снова находится в устойчивом состоянии, но на этот раз транзистор T_2 открыт.

Триггер (бистабильный мультивибратор) имеет два устойчивых состояния, о чем и говорит его второе название. Эта схема действует как электрическая память, помня, какой транзистор запирался последним. Как мы увидим в следующей главе, эта схема является основным строительным блоком в цифровых схемах, находя применение в счетчиках и памяти. В цифровых схемах триггер называют также опрокидывающейся схемой (flip-flop).

Для проведения экспериментов резисторы коллекторной нагрузки в схеме на рис. 12.8 можно заменить 6-вольтовыми лампами накаливания с током 0,04 А. Тогда лампа в коллекторе открытого транзистора будет гореть, наглядно демонстрируя состояние схемы. Состояние схемы можно изменить, заземляя базу открытого транзистора или заземляя коллектор запертого транзистора.

Хотя значения сопротивлений R_3 и R_4 совсем не критичны, они должны быть достаточно малыми, чтобы транзисторы попадали в режим насыщения. Для надежного насыщения необходимо выполнение условия

$$\frac{R_3}{R_1} < h_{FE},$$

где h_{FE} — коэффициент усиления тока транзистора. В нашем случае $R_3/R_1 = 4700/150 \approx 30$, так что режим работы с двумя устойчивыми состояниями будет при $h_{FE} \geq 30$. В общем случае, чем больше ток базы насыщенного транзистора, тем меньше напряжение $V_{CE(sat)}$, а такое состояние желательно, поскольку при этом уменьшается мощность, рассеиваемая транзистором, и гарантируется пребывание запертого транзистора в этом состоянии.

12.5. Самовозбуждающийся мультивибратор

Схема на рис. 12.9 имеет много общего со схемой триггера на рис. 12.8, но в ней вместо резисторов связи применены развязывающие конденсаторы между транзисторами. Эффект от этой замены будет хорошо виден, если схема построена с использованием ламп (6 В, 0,04 А) в качестве 150-омных коллекторных нагрузок. Транзисторы попеременно включаются и выключаются с частотой, определяемой постоянными времени C_1R_3 и C_2R_4 .

Для того чтобы внимательнее разобраться в работе мультивибратора, предположим, что транзистор T_1 только что выключился и напряжение на его коллекторе поднимается до +6 В, а транзистор T_2 тем временем включился. Что определяет продолжительность этого квазиустойчивого состояния? Рассмотрим разность потенциалов на обкладках конденсатора C_2 : обкладка A подключена к коллектору транзистора T_2 , на котором только что было напряжение +6 В, тогда как обкладка B подключена к базе транзисто-

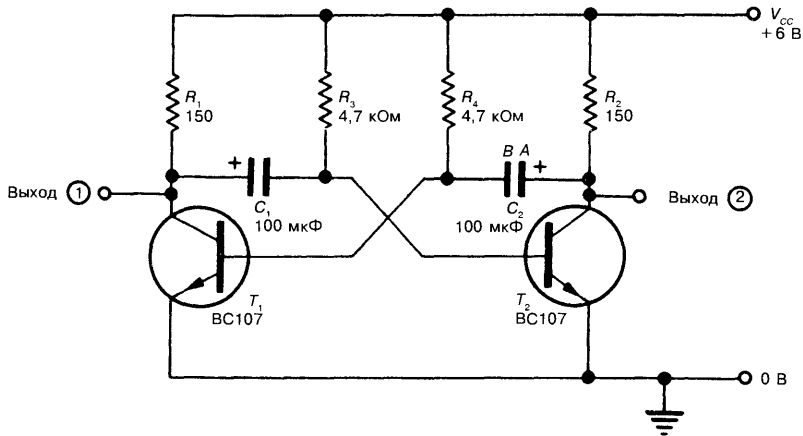


Рис. 12.9. Схема самовозбуждающегося мультивибратора. Вместо резисторов R_1 и R_2 можно включить лампы (6 В, 0,04 А).

ра T_1 , напряжение на которой только что было равно +0,6 В, поскольку этот транзистор был открыт. Следовательно, разность потенциалов на обкладках конденсатора C_2 составляет 5,4 В: это соответствует значительному заряду, от которого конденсатор не желает освободиться. Итак, в тот момент, когда транзистор T_2 отпирается, потенциал обкладки А опускается до потенциала земли вместе с напряжением на коллекторе транзистора T_2 , и на короткое время напряжение между обкладками А и В остается равным 5,4 В. Поэтому потенциал обкладки В опускается до -5,4 В, запирая транзистор T_1 отрицательным напряжением на базе. После этого конденсатор C_2 начинает перезаряжаться через резистор R_4 , подключенный к +6 В. Таким образом, теперь напряжение на базе транзистора T_1 стремится к +6 В с постоянной времени $R_4 C_2$. Но в данном случае это напряжение никогда не достигается; как только напряжение на базе достигает +0,6 В, транзистор T_1 откроется, и весь процесс начнется снова: конденсатор C_1 создает на базе транзистора T_1 напряжение -5,4 В и начнет перезаряжаться через резистор R_3 . На рис. 12.10 показана зависимость напряжения на базе транзистора T_1 от времени. Как можно видеть, экспоненциальный заряд конденсатора C_2 через резистор R_4 прерывается; в действительности в этом месте имеется небольшой положительный выброс, возникающий на базе транзистора T_1 при выключении транзистора T_2 .

Пренебрежем тем фактом, что перезаряд конденсатора начинается не точно с напряжения $-V_{cc}$, тогда заряд описывается хорошо известной экспонентой:

$$v = 2V_{cc} \left[1 - \exp \left(\frac{-t}{C_2 R_4} \right) \right] \quad (12.7)$$

(v — напряжение на базе запертого транзистора. — Примеч. перев.).

Обратим внимание на коэффициент 2, который показывает, что кривая стремится к $+V_{cc}$ начиная с $-V_{cc}$. В результате преобразования получим:

$$\exp \left(\frac{-t}{C_2 R_4} \right) = \frac{2V_{cc} - v}{2V_{cc}}.$$

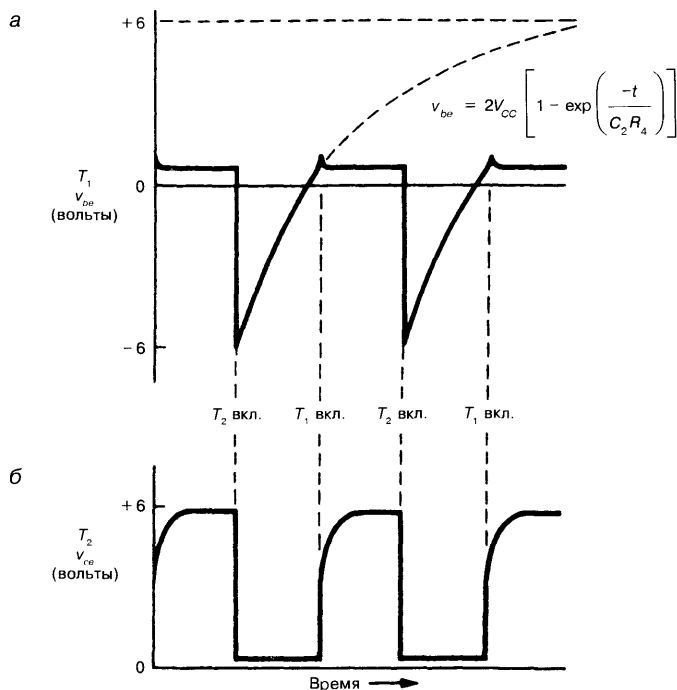


Рис. 12.10. Форма сигналов самовозбуждающегося мультивибратора:

a — напряжение на базе транзистора T_1 ; *б* — напряжение на коллекторе транзистора T_2 .

Чтобы найти интервал времени, в течение которого транзистор T_1 заперт, мы должны путем логарифмирования извлечь t из экспоненты:

$$\frac{-t}{C_2 R_4} = \ln \left(\frac{2V_{CC} - v}{2V_{CC}} \right).$$

За время, о котором идет речь, изменение напряжения v приближенно равняется V_{CC} , поэтому

$$\frac{-t}{C_2 R_4} \approx \ln \left(\frac{1}{2} \right)$$

и

$$t \approx C_2 R_4 \ln 2 \approx 0,7 C_2 R_4. \quad (12.8)$$

Аналогичное соотношение получается, конечно, и для другого полупериода:

$$t' \approx 0,7 C_1 R_3.$$

Заметим, что отношение длительности импульсов к интервалу между ними в выходном сигнале можно изменять, выбирая различные постоянные времени RC -цепей в базах транзисторов. Хотя здесь необходима осторожность: при выборе постоянных времени надо брать достаточно малые базовые сопротивления, чтобы транзисторы попадали в насыщение.

Сигнал на выходе самовозбуждающегося мультивибратора показан на рис. 12.10, *б*; хотя он имеет почти прямоугольную форму, все же нарастание

происходит очень медленно, потому что при запираании транзистора и стремлении напряжения на его коллекторе к значению V_{CC} конденсатор ведет себя как громадная «паразитная» емкость, которая должна заряжаться через сопротивление коллекторной нагрузки. (Это тот самый ток заряда, который создает положительный выброс на базе, показанный на рис. 12.10, а.) К счастью, этот недостаток легко исправить, вводя диоды, изолирующие коллектор от конденсатора на время нарастающего фронта сигнала. Этот способ применен в схеме на рис. 12.11, которая предназначена для получения чисто прямоугольного сигнала с частотой около 1 кГц. Когда через конденсатор C_2 на базу транзистора T_1 подается отрицательное напряжение, напряжение на его коллекторе имеет возможность подняться до V_{CC} почти мгновенно, поскольку диод D_1 при этом заперт. Теперь конденсатор C_1 заряжается до напряжения питания через резистор R_3 . Когда транзистор T_1 отпирается, диод D_1 проводит, и схема функционирует как обычно.

Название «мультивибратор», используемое для схем этого семейства, может показаться немного непонятным, но оно вытекает из того факта, что выходной сигнал мультивибратора содержит много частот: основную частоту, найденную выше, плюс полный набор гармоник, число которых обычно переваливает за тысячу. Интересно отметить, что в случае *точного* равенства единице отношения длительности импульсов к интервалу между ними четные гармоники будут отсутствовать. Схема, подобная той, что приведена на рис. 12.11, является удобным источником сигналов для проверки устройств, работающих в АМ-диапазонах. При подаче такого сигнала на устройство звукового диапазона на выходе появляется сигнал с частотой 1 кГц со слышимыми его гармониками. Отклик возникает также на выходе каскадов высокой частоты и промежуточной частоты, когда на них подается сигнал с выхода мультивибратора, благодаря наличию в нем не малых по величине гармоник вплоть до самых верхних частот этих диапазонов. Подавая сигнал от такого источника и двигаясь в неработающем радиоприемнике от выходного каскада к входному, можно обнаружить поврежденный каскад, когда сигнал перестает быть слышен.

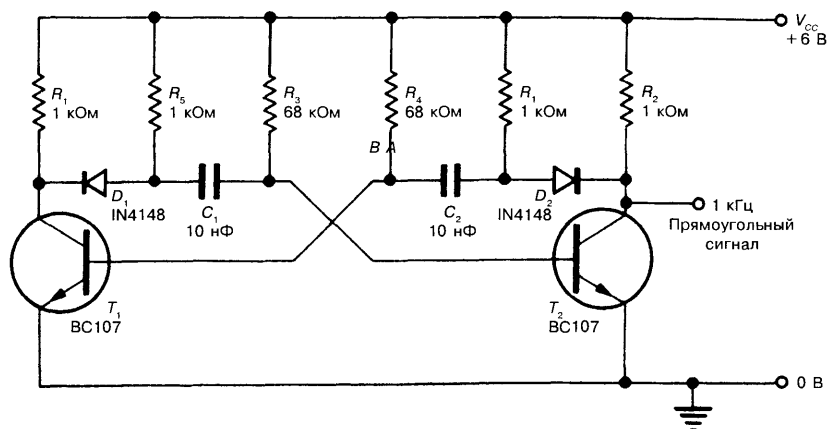


Рис. 12.11. Самовозбуждающийся мультивибратор с диодами для уменьшения времени нарастания.

12.6. Ждущий мультивибратор

Схема на рис. 12.12 представляет собой гибрид схемы с двумя устойчивыми состояниями (триггера) и самовозбуждающегося мультивибратора: в ней одна связь — по постоянному току, а другая — через развязывающий конденсатор. В результате получается схема ждущего мультивибратора, имеющего только одно устойчивое состояние, когда транзистор T_2 открыт, а транзистор T_1 заперт. Но схему можно переключить в *квазиустойчивое* состояние с открытым транзистором T_1 и запертым транзистором T_2 , в котором она остается в течение времени $t \approx C_1 R_3 \ln 2$ так же, как и в самовозбуждающемся мультивибраторе.

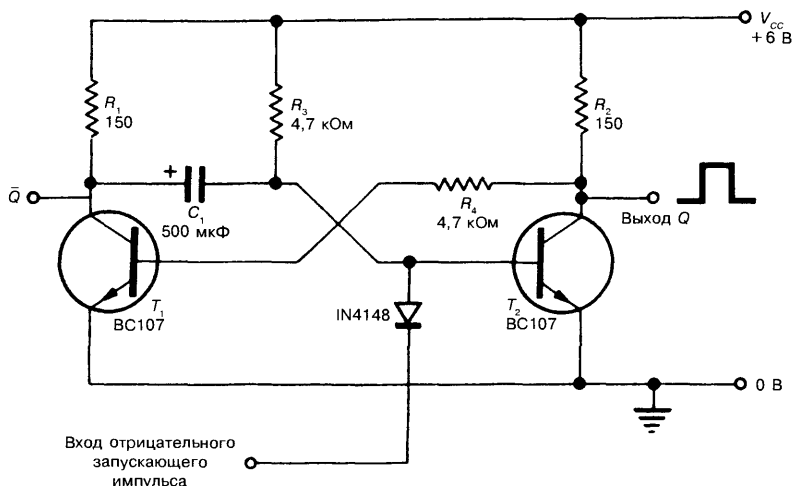


Рис. 12.12. Схема ждущего мультивибратора. В качестве сопротивлений R_1 и R_2 можно использовать лампы (6 В, 0,04 А).

Запуск ждущего мультивибратора, то есть перевод его во второе состояние, легко осуществить путем *кратковременного* замыкания базы транзистора T_2 на землю. Его можно запустить также электрическим воздействием, подавая отрицательный импульс на базу транзистора T_2 . Выходной импульс лучше всего брать с коллектора транзистора T_2 , поскольку при нарастающем перепаде напряжения на коллекторе транзистора T_1 скорость изменения напряжения сдерживается конденсатором C_1 .

Применения ждущего мультивибратора включают формирование импульсов желаемой длительности и обеспечение регулируемой временной задержки между последовательными событиями (например, между выстрелом ружья и фотосъемкой пули в полете). Хотя рассмотренная здесь и собранная из дискретных компонентов схема удобна для иллюстрации принципа работы ждущего мультивибратора, в практическом применении, как правило, предпочтительнее схемы в интегральном исполнении, обладающие обычно большей гибкостью, стабильностью и абсолютной надежностью переключения (см. разд. 13.15).

12.7. Двоичный счетчик

Состояние триггера можно изменить сигналом от самовозбуждающегося мультивибратора или от другого триггера, используя цепь запуска, приведенную на рис. 12.13. Эта цепь специально рассчитана на работу с низкочастотным сигналом от самовозбуждающегося мультивибратора, показанного на рис. 12.9. Лампа в коллекторной цепи транзистора T_2 индицирует состояние триггера. Импульсы большой длительности от мультивибратора или от другого триггера поступают на переключающий вход и дифференцируются цепями C_1 , R_5 и C_2 , R_6 . Отрицательный перепад во входном импульсе порождает отрицательный запускающий импульс, который направляется к тому из транзисторов, который открыт, переводя его в запертое состояние путем кратковременного смещения перехода база—эмиттер в обратном направлении.

Поскольку триггер изменяет свое состояние только при отрицательном перепаде в последовательности запускающих импульсов, он переключается вдвое реже предшествующего каскада. Это становится ясно из временных диаграмм на рис. 12.14, на которых представлен сигнал самовозбуждающегося мультивибратора, запускающего триггер, который, в свою очередь, запускает второй триггер. Эта функция деления на два является основой двоичного счета, и рассмотрение выходных сигналов двух триггеров на рис. 12.14 показывает, что триггеры действительно считают число полных периодов сигнала самовозбуждающегося мультивибратора: если напряжению 6 В поставить в соответствие 1, а напряжению 0 В — 0, то состояния триггеров имеют вид 00, 01, 10, 11. Два триггера могут, конечно, считать только до 3, но четыре триггера считают до 15. Применение ИС революционизировало электронный счет. В следующей главе (разд. 13.12) этот вопрос изучается более детально.

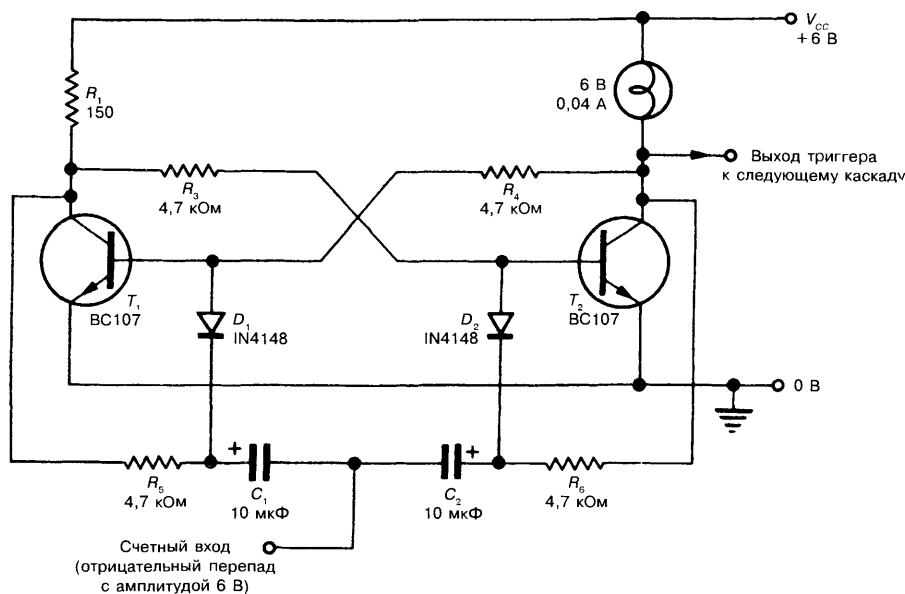


Рис. 12.13. Триггер со схемой запуска, пригодный для двоичного счета. Для более надежной работы емкости конденсаторов C_1 и C_2 можно подобрать экспериментально.

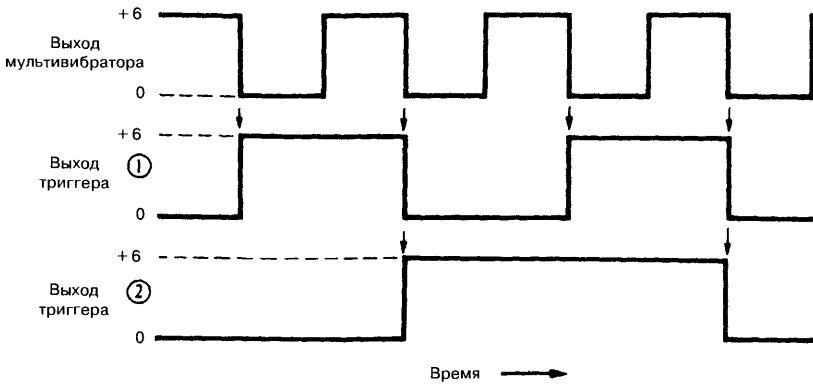


Рис. 12.14. Временные диаграммы выходных сигналов самовозбуждающегося мультивибратора и запускаемого им триггера, который, в свою очередь, запускает второй триггер. Стрелки показывают моменты переключения.

12.8. Триггер Шмитта

Триггер Шмитта является схемой с двумя устойчивыми состояниями, но ее состояние определяется уровнем напряжения на входе. Он применяется как схема определения уровня сигнала, а также как средство преобразования синусоидального сигнала в прямоугольный сигнал с малым временем нарастания и спада. Типичная схема триггера Шмитта, составленная из дискретных компонентов, показана на рис. 12.15.

При нулевом напряжении на входе транзистор T_1 заперт, и поэтому транзистор T_2 находится в насыщении; его ток базы течет по резисторам R_1 и R_2 . Пренебрегая разностью потенциалов между коллектором и эмиттером транзистора T_2 , можно считать, что напряжение питания 9 В распределено

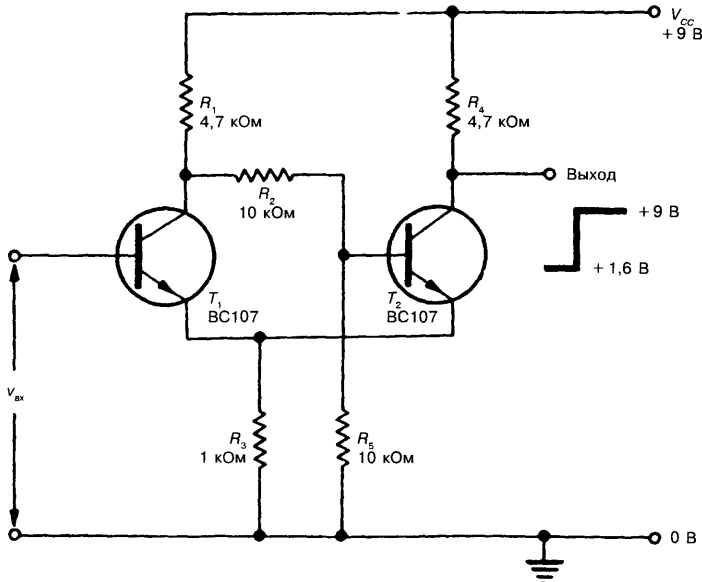


Рис. 12.15. Триггер Шмитта.

между резистором R_3 в эмиттере и резистором R_4 в коллекторе. На резисторе R_3 упадет 1,6 В, а на резисторе R_4 — 7,4 В; разности потенциалов пропорциональны сопротивлениям резисторов, составляя в сумме 9 В. Поэтому потенциал эмиттера транзистора T_1 равен 1,6 В, и напряжение коллектора транзистора T_2 находится примерно на том же уровне. Когда входное напряжение увеличивается до значения $v_{вх} \approx 2$ В, через транзистор T_1 начинает протекать ток, вызывающий падение напряжения на коллекторной нагрузке R_1 , отбирая ток базы у транзистора T_2 . По мере того как падает эмиттерный ток транзистора T_2 , уменьшается напряжение на общей эмиттерной нагрузке R_3 , открывая транзистор T_1 еще быстрее. Эта регенеративная положительная обратная связь продолжает действовать до тех пор, пока транзистор T_1 не попадет в насыщение, а транзистор T_2 не закроется; выходное напряжение становится при этом равным +9 В.

Если $v_{вх}$ теперь уменьшается, то коллекторный ток транзистора T_1 постепенно падает. В это время, однако, начинает действовать дополнительный фактор: в игру вступает эмиттерный повторитель и напряжение на эмиттере транзистора T_1 падает вместе с входным напряжением до тех пор, пока напряжение на коллекторе транзистора T_1 не поднимется настолько, что станет открываться транзистор T_2 . Когда в транзисторе T_2 начинает увеличиваться ток эмиттера, он вызывает быстрый регенеративный процесс: дополнительное падение напряжения на резисторе R_3 помогает запираению транзистора T_1 , поднимая потенциал его эмиттера. Как только транзистор T_1 полностью закроется, напряжение на его коллекторе поднимется до напряжения источника питания, полностью открывая транзистор T_2 .

Функционирование эмиттерного повторителя, который вступает в действие, когда $v_{вх}$ уменьшается, является причиной гистерезиса в триггере Шмитта: триггер выключается при меньшем напряжении, чем включается. В рассмотренной схеме гистерезис мал и составляет приблизительно 0,6 В, но его можно изменить, выбирая другие отношения $R_1 : R_4$ и $R_2 : R_5$.

В базу транзистора T_1 , конечно, течет некоторый ток, когда схема переключается. Если это нежелательно, то на место транзистора T_1 можно непосредственно поставить n -канальный полевой транзистор, такой как 2N3819, обеспечивающий схеме большое входное сопротивление, обычно присущее схемам на полевых транзисторах.

Триггер Шмитта является идеальной схемой для стыковки медленно меняющихся сигналов с логическими схемами, которым требуются сигналы с малым временем нарастания и спада. Для таких применений удобна ИС 7413, являющаяся триггером Шмитта в интегральном исполнении (аналог 555ТЛ1. — *Примеч. перев.*); дальнейшее обсуждение вопросов, относящихся к применению этой ИС, см. в разд. 13.14.

12.9. Генератор, управляемый напряжением

Во многих случаях нужно дистанционно управлять частотой колебаний генератора путем изменения напряжения. Примерами могут служить музыкальные синтезаторы и передатчики с частотной модуляцией (FM). Пример схемы такого генератора, управляемого напряжением (ГУН), приведен на рис. 12.16, где показан мультивибратор с задающими постоянную време-

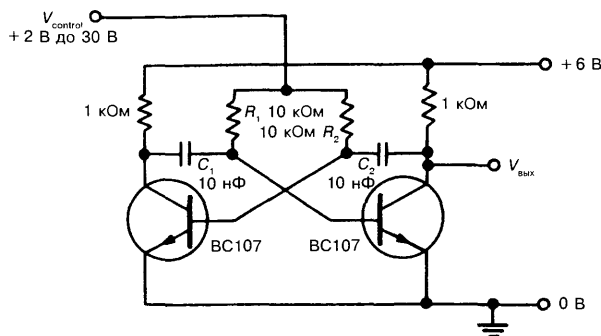


Рис. 12.16. Простой генератор, управляемый напряжением, на основе самовозбуждающегося мультивибратора.

ни резисторами, выведенными на линию с поступающим извне управляющим напряжением V_{control} . Варьируя V_{control} , можно изменять величину, к которой стремится напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 при их разряде через резисторы R_1 и R_2 , и, следовательно, ускорить их разряд при увеличении V_{control} . Стоит вывести формулу, связывающую частоту колебаний с напряжением V_{control} . Генератор с LC -контуром также можно сделать генератором, управляемым напряжением, включая варикапы в состав колебательного контура. Этот прием широко используется в генераторах радиочастоты, но обеспечивает менее широкий диапазон перестройки.

12.10. Фазовая автоподстройка частоты

12.10.1. Основной принцип

Иногда требуется синхронизировать частоту выходного сигнала генератора с частотой входящего сигнала. Это делается каждый раз, когда мы синхронизируем развертку осциллографа, чтобы получить устойчивое изображение на экране. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) автоматически синхронизирует частоту и фазу ГУНа с внешним сигналом. ФАПЧ применяется для демодуляции ЧМ-сигналов, а также для детектирования и восстановления сигналов, спрятанных в шуме. Как правило, ФАПЧ используется на приемном конце телевизионной системы дистанционного управления или оптоволоконного кабеля. В автомобильном радиоприемнике одна система ФАПЧ используется в синтезаторе частоты блока настройки, а другая для детектирования ЧМ-сигналов. Принцип действия системы ФАПЧ поясняет структурная схема, приведенная на рис. 12.17. Фазовый компаратор сравнивает частоту и фазу сигнала генератора ($f_{\text{вых}}$) с частотой и фазой входного сигнала ($f_{\text{вх}}$) и вырабатывает сигнал, пропорциональный разности фаз, который пропускается через фильтр нижних частот. Напряжение V_{control} с выхода фильтра изменяет частоту колебаний ГУНа до тех пор, пока разность частот и фаз не станет равной нулю; в этой точке сигнал ГУНа *синхронизирован* с входным сигналом.

Если первоначально частота $f_{\text{вых}}$ ниже частоты $f_{\text{вх}}$, то на выходе фазового компаратора появляется положительное напряжение V_{control} , которое поднимает частоту $f_{\text{вых}}$, пока она не сравняется с частотой $f_{\text{вх}}$; и, наоборот, если

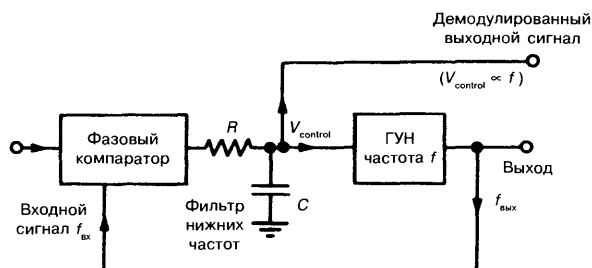


Рис. 12.17. Основная схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

начальное значение $f_{\text{вх}}$ ниже, чем $f_{\text{вых}}$. Если у ГУНа зависимость частоты от напряжения линейна, то напряжение V_{control} прямо пропорционально $f_{\text{вх}}$ и может использоваться как выходное напряжение, являющееся результатом демодуляции входного ЧМ-сигнала. Так работают практически все радиоприемники ЧМ-сигнала.

12.10.2. Фазовый компаратор

Фазовый компаратор системы ФАПЧ заслуживает пристального внимания. Его основу составляет перемножитель. На рис. 12.18 показан перемножитель с двумя входами, на которые поданы сигналы

$$v_{\text{вх}} = V \cos \omega t$$

и

$$v_{\text{comp}} = V \cos (\omega t + \phi).$$

Их произведение равно:

$$v_{\text{вых}} = v_{\text{вх}} \times v_{\text{comp}} = V^2 [\cos \omega t \times \cos (\omega t + \phi)];$$

после тригонометрического преобразования получим:

$$v_{\text{вых}} = \frac{V^2}{2} [\cos (2\omega t + \phi) + \cos \phi]. \quad (12.9)$$

Слагаемое $\cos (2\omega t + \phi)$ представляет собой пульсации высокой частоты, которые удаляются фильтром нижних частот, оставляющим на выходе фазового компаратора

$$v_{\text{вых}} = \frac{V^2}{2} \cos \phi, \quad (12.10)$$

обеспечивая соответствующую зависимость управляющего напряжения для ГУНа от фазы.



Рис. 12.18. Фазовый компаратор.

Обычно ФАПЧ работает с фазовым сдвигом $\phi = 90^\circ$, то есть $\cos \phi = 0$. В этой точке увеличение разности фаз ϕ приводит к отрицательному корректирующему напряжению ГУНа, а уменьшение ϕ вызывает появление положительного напряжения. ФАПЧ остается в состоянии синхронизации с входным сигналом в диапазоне $\phi = \pm 90^\circ$. При потере синхронизации генератор переходит в свободный режим работы, и входной сигнал должен приблизиться по частоте к частоте генератора в этом режиме (разность частот должна попадать в полосу пропускания фильтра нижних частот), прежде чем петля ФАПЧ вновь его захватит.

Большая постоянная времени фильтра нижних частот дает хорошее ослабление шума и высокую стабильность частоты выходного сигнала, но уменьшает полосу захвата и увеличивает время захвата. На практике перемножитель в системе ФАПЧ можно заменить схемой прерывателя, который просто модулирует входной сигнал прямоугольным сигналом от ГУНа. Все дополнительные высокочастотные компоненты, возникающие от прямоугольного сигнала, удаляются фильтром нижних частот.

12.10.3. Практическая схема фазовой автоподстройки частоты

ИС NE565, показанная на рис. 12.19, представляет собой схему ФАПЧ, которая в одном кристалле содержит фазовый компаратор, ГУН и фильтр нижних частот с возможностью подключения внешнего конденсатора C_2 . Конденсатором C_1 и резистором R_1 устанавливается (в свободном режиме работы генератора) центральная частота ГУНа. Стабильность ГУНа по высокой частоте поддерживается конденсатором C_3 , имеющим емкость 1 нФ.

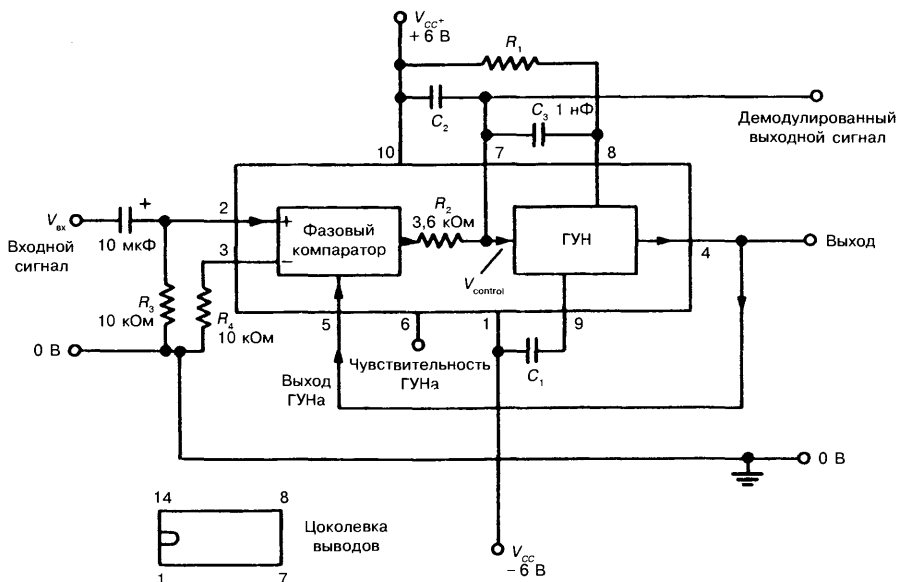


Рис. 12.19. Практическая схема ФАПЧ на основе ИС NE565.

Для центральной частоты f_0 справедлива формула:

$$f_0 = \frac{1,2}{4R_1C_1} \text{ кГц}, \quad (12.11)$$

где R_1 — в килоомах, а C_1 — в микрофарадах. Сопротивление резистора R_1 должно быть в диапазоне 2—20 кОм (оптимальное значение 4 кОм). Максимальное значение частоты f_0 составляет 500 кГц.

Полоса удержания f_L очень широка и равна $\pm 8f_0/V_{CC}$ Гц, где $V_{CC} = V_{CC+} + V_{CC-}$ (f_0 — в герцах, V_{CC} — в вольтах. — *Примеч. перев.*). При указанных на рисунке напряжениях источников питания (6 В) полоса удержания составляет примерно $\pm 60\%$ от f_0 . Включение резистора между выводом 6 и входом ГУНа (вывод 7) уменьшает чувствительность ГУНа и, следовательно, уменьшает полосу удержания. Для звуковых частот хорошей начальной величиной емкости конденсатора фильтра C_2 является 100 нФ. Поучительно повышать внутреннюю постоянную времени, изменяя емкость C_2 , и посмотреть, как она влияет на полосу захвата f_C . Согласно теории

$$f_C \approx \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R_2 C_2}}, \quad (12.12)$$

где $R_2 = 3600$ Ом (внутренний резистор), C_2 — в фарадах.

Если входной сигнал является частотно-модулированным, то на выходе 7 (управляющее напряжение ГУНа) появляется демодулированный выходной сигнал. Кроме того, может понадобиться фильтр нижних частот для удаления остатков несущей.

ГЛАВА 13

ЦИФРОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

13.1. Цифровой мир

Сердцем современных компьютеризованных электронных систем являются элементарные транзисторные переключатели, работающие в режиме включен/выключен. Простота и надежность полупроводниковых переключателей привели разработчиков схем в мир цифр, где сигналы представляются числами, а работа схем описывается законами логики и арифметики. Даже в тех случаях, когда входы и выходы являются аналоговыми, например при звукозаписи, обработка сигнала быстро становится цифровой, в которой используются аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразования для перевода величины напряжения сигнала в число и обратно из числа снова в напряжение, и тем самым достигается более высокое качество записи.

Мы увидим, как в этой главе раскрывается мысль о том, что двоичная система счисления, то есть система счисления, работающая с основанием 2, а не с основанием 10, используемым в хорошо знакомой десятичной системе, идеально подходит для электронной реализации. Простые «включено» и «выключено» электронных переключателей соответствуют нулям и единицам двоичных чисел. Поэтому цифровая электроника свободна от многих опасных черт, свойственных аналоговым схемам, таких как искажение и дрейф, а базовые логические схемы в основном просты. Эта простота имеет то достоинство, что несколько миллионов таких схем можно разместить в одном кристалле (чипе) интегральной микроЭВМ.

В этих двух последних главах мы переходим от фундаментальной электроники, описывавшейся до сих пор, в мир микроЭВМ и совершенно необходимого программного обеспечения для управления ими. Начнем мы с изучения того, каким образом можно выполнять логические операции, применяя обычные переключатели, а затем посмотрим, как простые транзисторные схемы могут превращаться в арифметические сумматоры, память, счетчики, таймеры и, наконец, в компьютер.

13.2. Логические функции и логические схемы

Логические операции совсем не сложны, и мы встречаемся с ними каждый день.

Три наиболее важные логические функции имеют следующие названия: ИЛИ, И и НЕ. Примеры их применения показаны на рис. 13.1.

1. Внутреннее освещение автомобиля включено, когда открыта левая дверь, ИЛИ открыта правая дверь, ИЛИ открыты обе двери (рис. 13.1, а).

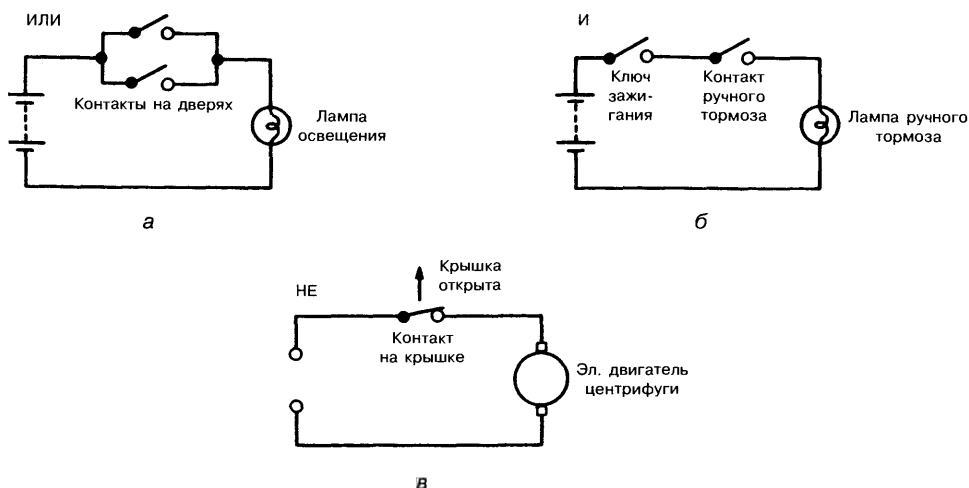


Рис. 13.1. Реализация логических функций с помощью ключей.

2. Сигнальная лампа ручного тормоза горит, когда включен ручной тормоз И при этом включено зажигание (рис. 13.1, б).

3. Центрифуга будет работать только тогда, когда крышка НЕ открыта (рис. 13.1, в).

Мы легко можем интерпретировать эти общие функции как логические элементы, на которые поступают электрические входные сигналы и в которых формируется выходной сигнал, соответствующий их логической функции. Такие логические элементы включают в себя простой усилитель для того, чтобы они могли свободно включаться каскад за каскадом (покаскатно) и образовывать более сложные цепи, в которых каждый элемент можно

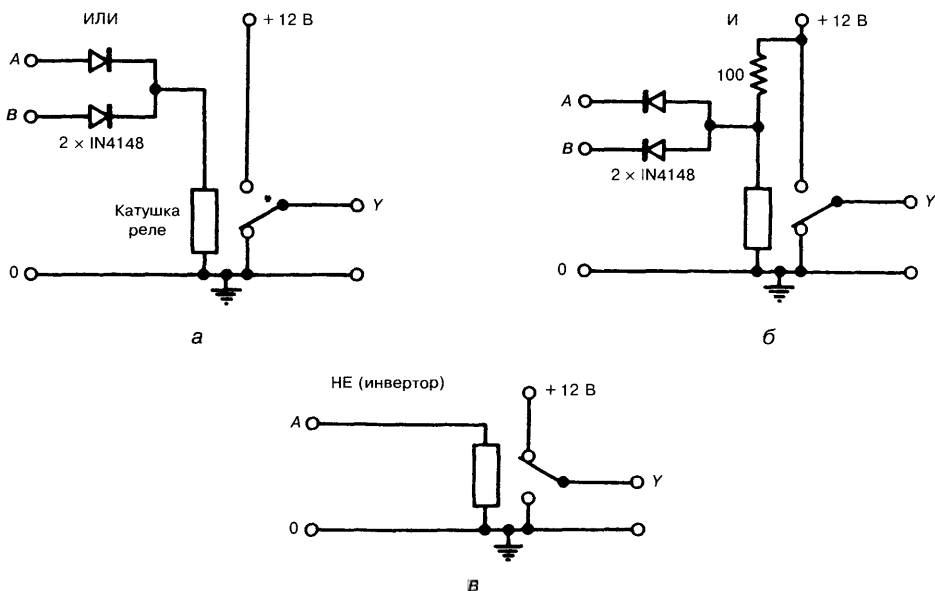


Рис. 13.2. Базовые логические элементы (реле показаны в состоянии «выключено»).

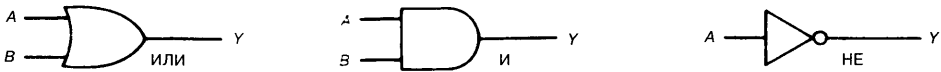


Рис. 13.3. Условное обозначение основных логических элементов.

было бы нагружать одним или большим числом других элементов. Как нам стало известно в самом начале книги, простым усилителем является электромагнитное реле; поэтому наши первые логические элементы конструировались на основе реле: действительно, в течение многих лет они были единственным элементом цифровой схемотехники, применявшейся в промышленных регуляторах и телефонных коммутаторах.

Напряжения, прикладываемые к входам элементов, принимают значение ВКЛ (высокий уровень) или ВЫКЛ (низкий уровень). Высокий уровень соответствует логической 1 (иногда это логическое значение называют ИСТИНОЙ), а низкий уровень — логическому 0 (ЛОЖЬ). На рис. 13.2 логическая 1 представлена напряжением +12 В, а логический 0 — напряжением 0 В. В элементе ИЛИ (рис. 13.2, а) напряжение +12 В, приложенное к входам А ИЛИ В, включает реле и поднимает выходное напряжение до +12 В. На рис. 13.2, б показан элемент И, в котором реле включено благодаря непосредственному подключению его катушки к источнику питания; в нем выходное напряжение поддерживается на уровне +12 В до тех пор, пока на обоих входах А И В имеется напряжение +12 В. Если любой из входов заземлен (0 В), то соответствующий диод проводит, замыкая катушку реле накоротко, и напряжение на выходе Y падает до 0 В. В этом примере следует обратить внимание на важный момент: при логическом 0 вход действительно должен быть подключен к 0 В, а не оставлен брошенным (плавающим, свободно висящим в воздухе), иначе элемент И работать не будет; этот общий принцип должен соблюдаться также в электронных вентилях.

Функция НЕ, или *инвертор*, завершает наше трио базовых элементов (рис. 13.2, в). Нормально замкнутый контакт подключен к напряжению +12 В до тех пор, пока при подаче напряжения +12 В на вход А (логическая 1) не включается реле, которое замыкает выход Y на землю, создавая на выходе логический 0. Таким образом, выход Y имеет высокий уровень, когда уровень на входе А НЕ является высоким.

Три логические функции ИЛИ, И и НЕ — это все, что применяется при построении цифровых систем, компьютеров и микропроцессоров. На рис. 13.3 показано условное обозначение элементов, реализующих эти логические функции.

13.3. Электронные логические элементы

Хотя логические элементы на основе реле являются удобным экспериментальным введением в логику и все еще остаются важным компонентом в некоторых системах регулирования, при их использовании в более сложных устройствах возникают серьезные проблемы, связанные с размерами, стоимостью и быстродействием. Как и можно было ожидать, применение транзисторов решает эти проблемы, особенно в том случае, когда один кристалл ИС может содержать миллионы транзисторов. Простые

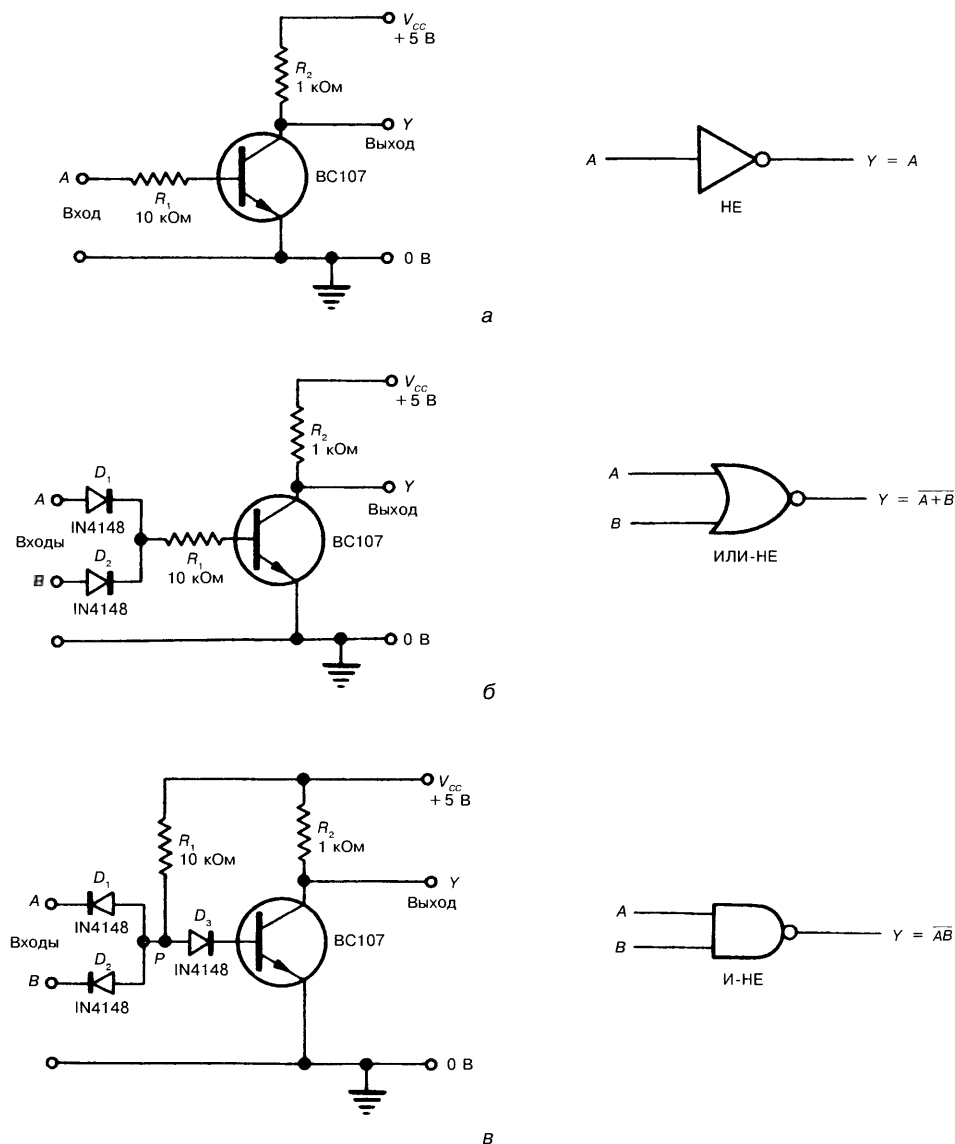


Рис. 13.4. Схемы трех логических элементов на дискретных компонентах:
а — схема НЕ (инвертор); б — схема ИЛИ-НЕ; в — схема И-НЕ.

электронные логические элементы автоматически реализуют функцию НЕ, поскольку инверсия полярности сигнала присуща переключателям, выполненным по схеме с общим эмиттером. На рис. 13.4 показаны основные схемы, реализующие функции НЕ, ИЛИ-НЕ и И-НЕ, вместе с их условными обозначениями.

Логические элементы легко создавать. Для их проверки полезно иметь устройство, позволяющее быстро проверить состояние выхода, чтобы увидеть, что там присутствует логический 0 или логическая 1. Можно воспользоваться осциллографом или вольтметром, но самую наглядную индика-

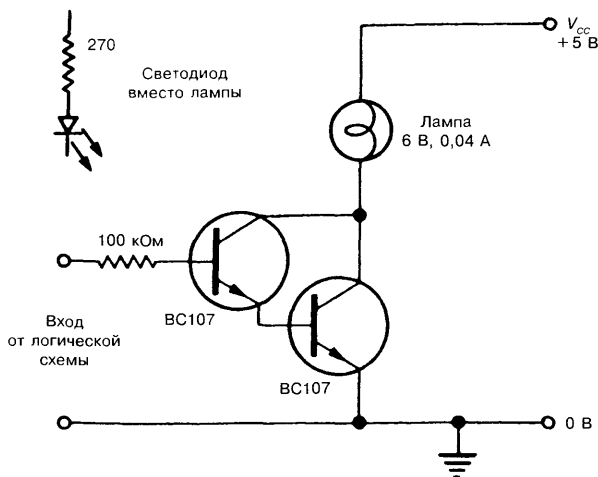


Рис. 13.5. Схема логического пробника.

цию дает простая схема пробника с усилителем, приведенная на рис. 13.5. Лампа накаливания или светодиод будут ярко светиться при входном напряжении больше 2 В, так что при наличии логической 1 фактически в любой логической системе индикатор будет срабатывать. С другой стороны, входное напряжение менее 1 В, соответствующее логическому 0, совсем не вызовет свечения лампы. В схемах, изображенных на рис. 13.4, логической 1 соответствует +5 В (напряжение питания), а логическому 0 соответствует 0 В. Такая договоренность, когда логической 1 соответствует высокий уровень, а логическому 0 соответствует низкий уровень, употребляется чаще всего. Иногда применяют другой вариант, так называемую отрицательную логику, когда логической 1 соответствует низкое напряжение, а логическому 0 соответствует высокое напряжение, но он редко используется на практике. Большинство логических схем работают с напряжением питания +5 В; для наших простых примеров подойдет батарея с напряжением 4,5—6 В, но для логических ИС, как правило, источник питания должен обеспечивать напряжение +5 В с точностью 5 %.

В схеме на рис. 13.4, а логическая 1 (+5 В) на входе вводит транзистор в состояние насыщения и делает выходное напряжение фактически равным нулю (логический 0). Итак, если на входе имеется логическая 1, то на выходе возникает «НЕ логическая 1» и схема работает как инвертор. Состояние на выходе этой схемы можно выразить формулой *булевой алгебры* (по правилам математической логики):

$$Y = \bar{A},$$

где A — логическое состояние на входе. Надчеркивание означает обратное (отрицательное) значение переменной.

В схеме ИЛИ-НЕ на рис. 13.4, б диоды D_1 и D_2 образуют два входа, по каждому из которых транзистор управляется независимо. Даже в том случае, когда один из входов заземлен (логический 0), транзистор можно открыть, подав на другой вход напряжение +5 В (логическую 1). Таким образом, если на входы A ИЛИ B подана логическая 1, то на выходе будет «НЕ

логическая 1». В литературе обозначение OR-NOT (ИЛИ-НЕ) заменяют на сокращенное NOR. Логическая функция ИЛИ-НЕ имеет вид:

$$Y = \overline{A + B},$$

где знак сложения означает логическую функцию ИЛИ, а надчеркивание, как и для схемы на рис. 13.4, *а*, — отрицание НЕ.

Если у схемы, приведенной на рис. 13.4, *в*, входы оставить свободными или подать логическую 1, то транзистор будет находиться в насыщении благодаря базовому току, протекающему по резистору R_1 , и выход окажется в состоянии логического 0. Если, однако, на любой из входов подать логический 0 (0 В), то ток, втекавший в базу, потечет через диод D_1 или D_2 . Отметим, что наличие диода D_3 в базовой цепи означает, что для того, чтобы транзистор был открыт, необходимо иметь в точке *P* напряжение около +1,2 В. Если любой из входов заземлен, то напряжение в точке *P* опускается до +0,6 В благодаря диоду D_1 или D_2 , и транзистор оказывается заперт. Подводя итог, можно сказать следующее: если на входах *A* и *B* логическая 1, то на выходе «НЕ логическая 1». В литературе обозначение AND-NOT (И-НЕ) заменяют на сокращенное NAND. Логическая функция И-НЕ имеет вид:

$$Y = \overline{A \cdot B} \text{ или } Y = \overline{AB}.$$

Обычно в булевой алгебре знак умножения означает логическую функцию И. Заметим, что любой из элементов ИЛИ-НЕ или И-НЕ можно применять в качестве элемента НЕ, просто объединяя входы и используя их вместе как единственный вход.

13.4. Свойства логических схем со стороны входа и выхода

Еще раз подчеркнем важность того, что в схемах, приведенных на рис. 13.4, никогда не следует оставлять логические входы свободно висящими в воздухе. Независимо от возможного срабатывания схемы от наведенного паразитного сигнала, нельзя определенно сказать, каков именно логический уровень сигнала на свободно висящем в воздухе входе. Например, на рис. 13.4, *а* и *б* входы должны быть физически подключены к источнику питания +5 В, чтобы значение сигнала на них соответствовало логической 1, тогда как в схеме на рис. 13.4, *а* сигнал на входе считается логической 1, если он фактически не подключен к земле.

Любая схема, сигнал с выхода которой поступает на логические элементы, изображенные на рис. 13.4, *а* и *б*, должна быть способна функционировать как источник тока, задавая ток базы, тогда как схема на рис. 13.4, *в* требует, чтобы при наличии на входе логического 0 ток из ее входной цепи отбирался; поэтому выход любого логического элемента, который подключен к схеме на рис. 13.4, *в*, должен быть способен «потреблять» этот ток. Значения этих токов накладывают ограничение на число входов, которые можно подключить к выходу любого логического элемента без значительных изменений в уровне напряжения на нем. Это число, называемое *нагрузочной способностью* по выходу или *коэффициентом разветв-*

ления по выходу, обычно имеет величину, по крайней мере, 10. Можно также встретить выражение *разветвление по входу*: оно относится к числу входов, имеющихся у логического элемента. Схемы на рис. 13.4, б и в имеют разветвление по входу, равное 2, но его можно увеличить простым добавлением большего числа диодов: говорят, что логические элементы являются *расширяемыми*.

13.5. Классификация схем

Широкое применение логических схем привело к появлению ряда аббревиатур в этой области. Для описания различных типов логических схем обычно используют начальные буквы. Мы уже описали два типа дискретных схем, изображенных на рис. 13.4. В схеме на рис. 13.4, а применяются только резисторы и транзистор, поэтому она называется схемой резисторно-транзисторной логики (РТЛ), тогда как схемы на рис. 13.4, б и в в дополнение к транзистору используют диоды и называются схемами диодно-транзисторной логики (ДТЛ). Оба типа — РТЛ и ДТЛ — сегодня устарели, прогресс привел к созданию схем транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), которые вскоре будут нами рассмотрены. Сегодня в большинстве логических ИС используются полевые транзисторы (КМОП-логика), достоинством которых является большое входное сопротивление и малое выходное сопротивление в открытом состоянии.

13.6. Таблицы истинности

Применение булевой алгебры является одним из удобных способов описания работы логических элементов. Другой способ, значение которого при конструировании логических устройств исключительно велико, состоит в использовании таблиц истинности или табличной записи функции. Согласно этому методу для логического элемента или системы в целом просто перечисляются все возможные комбинации значений входных и выходных сигналов. Таблицы истинности для элементов НЕ, ИЛИ-НЕ и И-НЕ приведены на рис. 13.6.

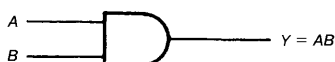
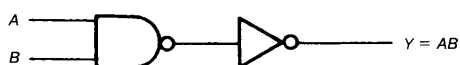
НЕ		ИЛИ-НЕ			И-НЕ		
Вход	Выход	Вход		Выход	Вход		Выход
А	У	А	В	У	А	В	У
0	1	0	0	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	1
		0	1	0	0	1	1
		1	1	0	1	1	0

Рис. 13.6. Таблицы истинности для основных логических элементов. Логическую 1 и логический 0 часто обозначают буквами В (высокий уровень) и Н (низкий уровень) соответственно.

13.7. Простые комбинации логических элементов

Элемент И-НЕ и элемент НЕ можно соединить вместе для создания элемента И, как это показано на рис. 13.7 вместе с соответствующей таблицей истинности. Отмена отрицания показана на условном обозначении схемы удалением кружочка на выходе. Аналогично, добавление схемы НЕ на выходе схемы ИЛИ-НЕ дает схему, реализующую функцию ИЛИ. Результат для незнакомой комбинации логических элементов можно получить, работая с таблицей истинности. Рассмотрим, например, комбинацию элементов, представленную на рис. 13.8, *а*, где перед каждым входом схемы И-НЕ включено по схеме НЕ. Что получится в результате: схема И или что-то другое? Таблица истинности на рис. 13.8, *б* показывает результат. Это не схема, реализующая функцию И, а схема, выполняющая операцию ИЛИ, таблица истинности которой является инверсией таблицы истинности для схемы ИЛИ-НЕ на рис. 13.6. Этот «эксперимент» служит иллюстрацией теоремы де Моргана, которая гласит: *чтобы получить дополнительную булеву функцию, инвертируйте каждую переменную и замените И на ИЛИ*. В виде формулы это выглядит так:

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}.$$



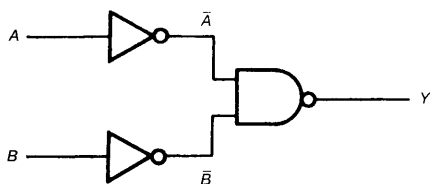
а

Входы		Выход
A	B	Y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

б

Рис. 13.7. Включение схемы НЕ вслед за логическим элементом И-НЕ позволяет реализовать логический элемент И:

а — схема и условное обозначение элемента И; *б* — таблица истинности для функции И.



A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$	Y
0	0	1	1	0
1	0	0	1	1
0	1	1	0	1
1	1	0	0	1

а

б

Рис. 13.8. *а* — схема И-НЕ с инвертированными входами; *б* — соответствующая таблица истинности.

Это равенство служит руководством для реализации схемы, показанной на рис. 13.8, а, на основе логических элементов, приведенных на рис. 13.4, с использованием дискретных компонентов; результат можно проверить по таблице истинности, применяя логический пробник (рис. 13.5).

13.8. Сложение двоичных чисел

Сложение чисел лежит в основе работы арифметического блока компьютера или калькулятора. В конструкции двоичного сумматора нет ничего сложного; действительно, его можно собрать из логических элементов, состоящих из дискретных компонентов, показанных на рис. 13.4.

На рис. 13.9 изображен *полусумматор*, на входы которого поступают одноразрядные двоичные числа, называемые, как правило, *битами*; схема выдает бит суммы и необходимую цифру переноса. Например, если применить обычное в двоичной арифметике представление, то

$$1 + 0 = 1$$

дает равный 1 бит суммы и нулевой перенос, тогда как

$$1 + 1 = 10$$

дает бит суммы, равный нулю, а бит переноса, равный 1. Заметим, что основание счета 2 делает 1 максимально допустимым значением в одном разряде.

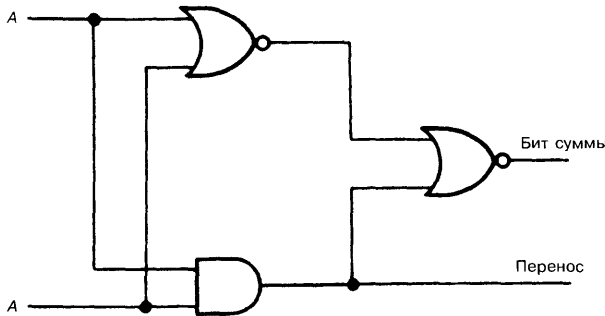


Рис. 13.9. Схема полусумматора (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ).

Если сигнал переноса не используется, то полусумматор называют схемой ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, «не равенства» или «несовпадения». Происхождение этих названий обусловлено тем, что выход равен нулю всякий раз, когда оба входа имеют один и тот же логический уровень, и на выходе появляется 1, когда входные сигналы различны. Обычная схема ИЛИ, рассмотренная раньше, называется схемой ВКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ; у нее логическая 1 появляется на выходе, если один или оба входа имеют значение 1. На рис. 13.10 показаны условные обозначения, позволяющие различать ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и обычное ИЛИ, а также их таблицы истинности.

Для полноценного двоичного суммирования требуется *полный сумматор*: ему на вход поступают два одноразрядных двоичных числа и, кроме

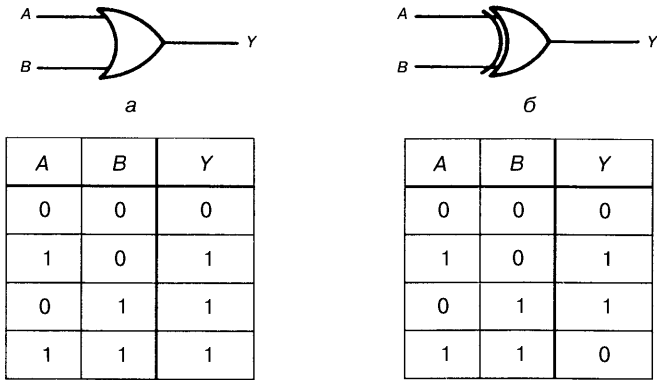


Рис. 13.10. Условные обозначения и таблицы истинности для:
а — элемента обычного ИЛИ; б — элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

того, бит переноса, а на выходе возникает бит суммы и бит переноса в следующий разряд. Один из способов построения полного сумматора состоит в применении двух полусумматоров и элемента ИЛИ, как показано на рис. 13.11. На рис. 13.12 приведена таблица истинности полного сумма-

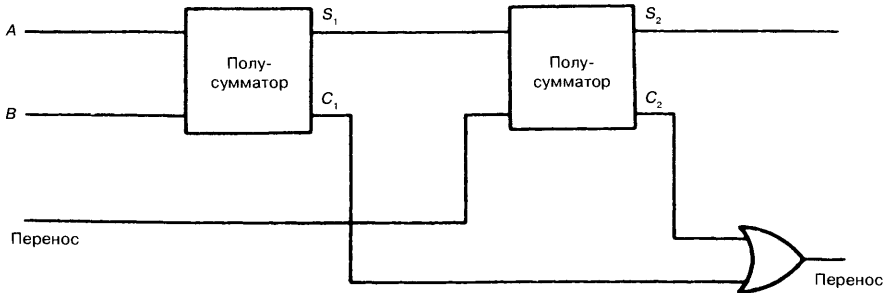


Рис. 13.11. Схема полного сумматора.

Входы			Выходы	
A	B	Перенос	Перенос	S
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	1
1	1	0	1	0
0	0	1	0	1
1	0	1	1	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	1

Рис. 13.12. Таблица истинности полного сумматора.

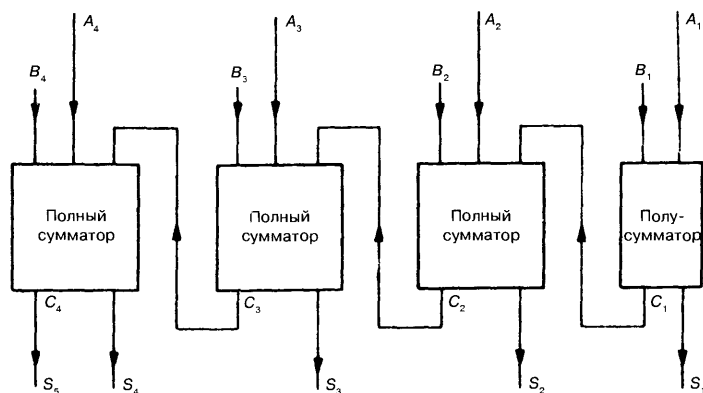


Рис. 13.13. Параллельный сумматор двух 4-разрядных двоичных чисел.

тора; ее можно проверить с помощью таблиц истинности отдельных логических элементов.

Сложение двух многоразрядных двоичных чисел можно выполнить с помощью параллельной цепочки сумматоров, как показано на рис. 13.13, где одно 4-разрядное число $A_4A_3A_2A_1$ суммируется с другим числом $B_4B_3B_2B_1$; в каждом случае A_1 и B_1 представляют собой младшие значащие разряды (коэффициенты при 2^0). Параллельное суммирование просто означает, что все цифры представлены одновременно, а не в виде последовательности импульсов. Последний вариант называется последовательным суммированием, и он намного медленнее, чем параллельное суммирование. В схеме на рис. 13.13 во всех разрядах, за исключением младшего, должны быть полные сумматоры, для того чтобы учитывать бит переноса из предыдущего разряда. Заметим также, что бит переноса из старшего разряда сумматора становится старшим разрядом результата (S_5).

Двоичная арифметика более полно обсуждается в следующей главе в качестве вступления перед рассмотрением микроЭВМ.

13.9. Интегральные логические схемы

13.9.1. Введение

Каждому вполне под силу построить полный сумматор из показанных на рис. 13.4 логических элементов, собранных на дискретных компонентах, и читатель может сделать это сам. Однако перспектива создания, скажем, 4-разрядного сумматора из дискретных компонентов выглядит несколько устрашающей. Хотя мы можем сохранить ощущение перспективы, вспомнив, что первый электронный цифровой компьютер, такой как «Colossus», был построен в Англии во время Второй мировой войны с использованием электронных ламп для реализации логических элементов. Помимо большого объема такой машины, существовала серьезная проблема, связанная с рассеянием тепла от тысяч ламп. К счастью, ИС обеспечивают нас дешевыми компактными логическими схемами, дополнительным достоинством которых является чрезвычайно высокое быстродействие.

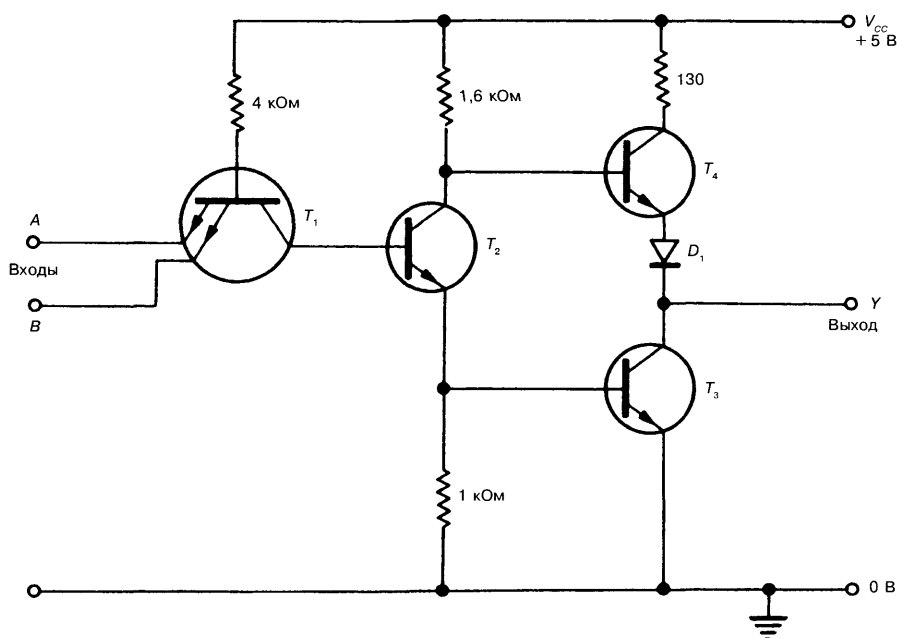


Рис. 13.14. Логический элемент И-НЕ в ТТЛ-исполнении.

13.9.2. Схемы ТТЛ

Первые логические ИС широкого применения появились с развитием устаревших логических элементов ДТЛ (рис. 13.4, в). Диоды на входе были изготовлены в виде специального многоэмиттерного транзистора, давшего схеме ее название — транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ); эта схема и сегодня все еще используется в различных формах. На рис. 13.14 показана принципиальная схема одного логического элемента И-НЕ микросхемы 7400 (аналог 155ЛА3. — *Примеч. перев.*). Хотя выходной каскад здесь немного сложнее, чем у схемы на рис. 13.4, в, транзистор T_1 можно рассматривать как замену диодов D_1 , D_2 , D_3 . Многоэмиттерный транзистор применен здесь не ради удобства производства, его использование разительно улучшает свойства схемы. Когда сигнал на любом из входов становится равным логическому 0 (вход заземляется), большой коллекторный ток транзистора T_1 немедленно отводится на землю, в результате чего происходит быстрое рассасывание заряда, накопленного в базе транзистора T_2 . Таким образом, транзистор T_2 быстро запирается, обеспечивая быстрое срабатывание логического элемента за время около 10 нс.

Упоминание о скорости срабатывания транзисторов на этом этапе нашего обсуждения сначала может показаться немного не относящимся к делу, поскольку в наших предыдущих примерах время их переключения казалось бесконечно малым. Однако в современных системах обработки данных, уровень сложности очень быстро растет, и число переключений логических элементов, необходимых для получения ответа или сортировки данных, составляет миллионы или даже миллионы миллионов, так что скорость

срабатывания (*время прохождения* сигнала через логический элемент) становится существенным критерием для разработчиков.

Для всех ТТЛ-схем обычным является напряжение источника питания +5 В. Для правильной работы схемы эта величина должна оставаться в пределах между 4,75 и 5,25 В и ни при каких обстоятельствах не должна превышать напряжения порядка 7 В, иначе происходит лавинообразный пробой некоторых p - n -переходов, смещенных в обратном направлении, по ним течет большой ток, и кристалл разрушается.

Выходной каскад ТТЛ-схем образован двумя транзисторами T_3 и T_4 в конфигурации «выходной двухтранзисторный каскад» (в оригинале такая схема выходного каскада называется «totem pole», «тотемный столб». — *Примеч. перев.*). Транзистор T_4 осуществляет *активное подтягивание (pull up)* потенциала выхода к уровню напряжения питания, когда значение сигнала на выходе становится равным логической 1, и, таким образом, значительно уменьшает время переключения благодаря быстрому заряду емкости, подключенной к выходу.

Каждый вход «стандартной» ТТЛ-схемы потребляет ток 40 мкА, когда на его входе поддерживается логическая 1, и отдает ток 1,6 мА при значении входного сигнала, равном логическому 0. Каждый выход «стандартного» логического элемента способен отдавать ток величиной не менее 400 мкА и принимать ток величиной не менее 16 мА. Поэтому логический элемент имеет нагрузочную способность по выходу, равную 10, и сигнал с него можно подать на входы десяти «стандартных» логических элементов. Имеются также специальные логические схемы — *буферы* — с большой выходной мощностью. Например, в ИС 7437 (аналог 155ЛА12. — *Примеч. перев.*), как и в ИС 7400, имеется четыре 2-входовых элемента И—НЕ, но нагрузочная способность равна 30.

Когда говорят, что входной ток «стандартной» ТТЛ-схемы равен 40 мкА/(–1,6 мА), обычно имеют в виду нагрузку единичного входа. Хотя эти значения справедливы для большинства входов ТТЛ-схем, некоторые триггеры и счетчики могут представлять собой со стороны входа нагрузку, соответствующую, например, четырем входам. В таких случаях следует быть внимательным и проверить по справочным данным, не превышена ли нагрузочная способность предыдущей схемы.

Так называемые «стандартные» ТТЛ-схемы в наше время устарели, их заменили маломощные ТТЛ-схемы с диодами Шотки (ТТЛШ) серии 74LS (аналог: серия 555. — *Примеч. перев.*), которые потребляют только четверть тока, требуемого «стандартными» ТТЛ-схемами. Обычно меньшие токи влекут за собой уменьшение скорости срабатывания, поскольку внутренние емкости при этом заряжаются и разряжаются медленнее, но производители схем уменьшают влияние этих внутренних емкостей путем введения диодов Шотки с малой разностью потенциалов при смещении в прямом направлении для предотвращения насыщения транзисторов и сохранения времени переключения логических схем порядка 10 нс. Этот метод, примененный в схемах со «стандартным» током — серия 74S (аналог: серия 531. — *Примеч. перев.*), — дает дополнительное уменьшение времени переключения с типичным значением 3 нс на элемент. Усовершенствованный способ производства ИС с оксидной изоляцией позволяет получить наилучшие значе-

ния обоих параметров: равное 3 нс время переключения сочетается с малой потребляемой мощностью в перспективных экономических схемах с диодами Шоттки. К последнему типу схем относятся ИС серий 74ALS и 74F (аналог: серии 1533 и 1531 соответственно. — *Примеч. перев.*).

Сегодня в большинстве промышленных применений микросхемы типа ТТЛ и ТТЛШ заменяются КМОП-схемами, описанными ниже. Однако ТТЛ-схемы продолжают оставаться наиболее удобными для экспериментов, о которых здесь идет речь. Выходной ток ТТЛ-схем достаточен для работы светодиодов а в некоторых случаях и для непосредственного подключения реле. Как в ТТЛ-, так и в ТТЛШ-схемах имеется множество удобных и разнообразных счетчиков и регистров средней степени интеграции (СИС), которые идеальны для экспериментирования.

Информация о цоколевке ряда наиболее популярных интегральных схем семейства ТТЛ помещена в приложении 4.

13.9.3. КМОП-схемы

При изучении транзисторов мы узнали о пользе большого входного сопротивления полевых транзисторов. Они применяются для повышения быстродействия в семействе логических схем на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП-логика) серии 74НС (аналог: серия 1554. — *Примеч. перев.*). Ток, потребляемый КМОП-схемой в состоянии покоя, обычно меньше 1 мкА (сравните с 400 мкА у ТТЛШ), а большое входное сопротивление фактически исключает проблемы нагрузки, приводя к бесконечной нагрузочной способности на низких частотах. Однако при переключениях с высокой частотой, которая обычно больше 10 МГц, необходимо учесть входную емкость; кроме того, из-за более частого заряда и разряда емкостей увеличивается ток, потребляемый от источника питания, и его величина становится сравнимой с величиной тока, потребляемого ТТЛШ-схемой при работе на ее максимальной частоте порядка 40 МГц.

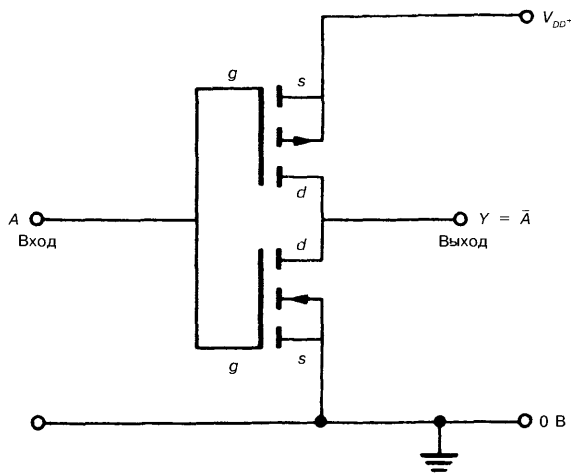
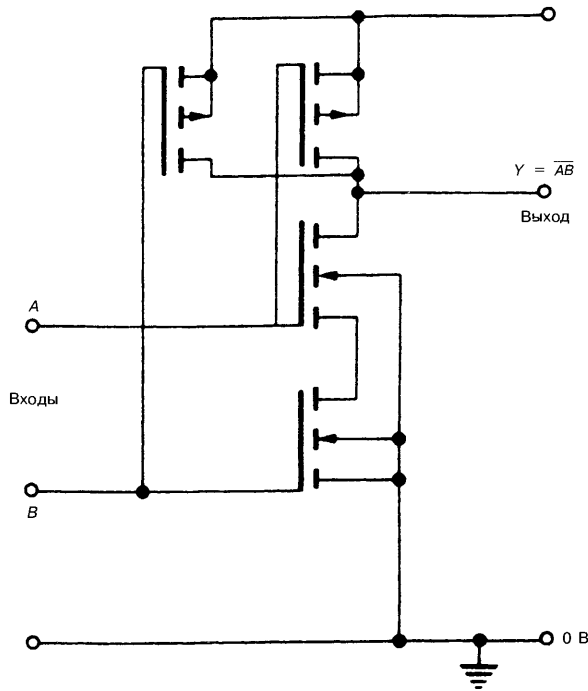
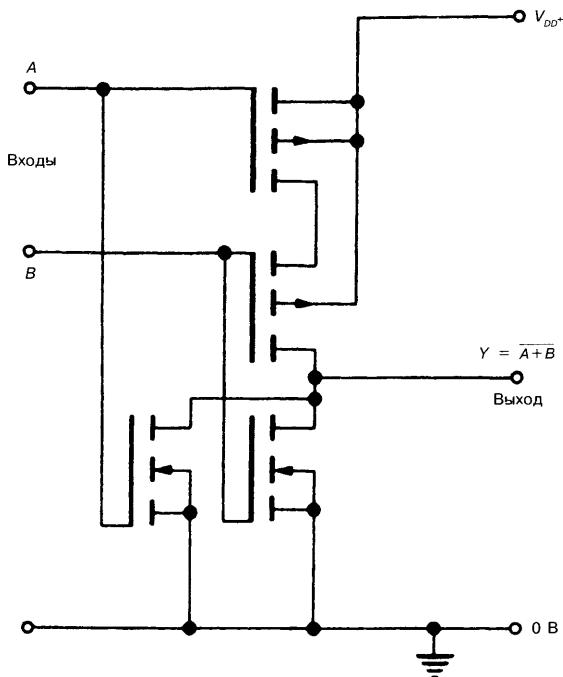


Рис. 13.15. Основная схема КМОП-инвертора.



а



б

Рис. 13.16. Основные логические схемы КМОП-серии:
а — схема И-НЕ; б — схема ИЛИ-НЕ.

На рис. 13.15 показана базовая схема КМОП-инвертора с простым элементарным двухтранзисторным выходным каскадом (также называемым «тотемным столбом»; см. подразд. 13.9.2. — *Примеч. перев.*). В условиях покоя, когда на входе поддерживается высокий или низкий уровень, один из МОП-транзисторов заперт, так что ток покоя крайне мал.

На рис. 13.16 показано, как наращивается конструкция КМОП-схем с целью создания 2-входовой схемы И-НЕ (например, 74C00) и 2-входовой схемы ИЛИ-НЕ (74C02).

Родоначальником цифровых логических КМОП-схем была серия 4000, которая обладала большим временем задержки на логический элемент — порядка 100 нс против 10 нс у схем ТТЛ и ТТЛШ. Хотя низкое быстродействие может показаться недостатком, эти схемы достаточно быстры для многих прикладных логических задач, и их достоинством является высокая помехоустойчивость, поскольку они слабо реагируют на высокочастотные помехи. По этой причине многие логические схемы из КМОП-серии 4000 до сих пор применяются в устройствах управления.

Однако сегодня промышленным стандартом является КМОП-серия 74НС, в которой используются кремниевые логические элементы, выполненные по (2—3)-микронной технологии, позволяющей достичь времени задержки на элемент 10 нс, как у ТТЛ-схем, и обеспечивающей работу схем с частотой до 40 МГц. С еще большим быстродействием работают ИС усовершенствованной КМОП-серии 74АС, у которой время задержки на элемент 5 нс и тактовая частота доходит до 120 МГц. Серия 74LV создана для работы от батарей с напряжением 3,3 В и сохраняет работоспособность при изменениях напряжения источника питания от 3,6 до 2,7 В. Сейчас имеется тенденция перехода на питание логических схем напряжением 3,3 В, поскольку это позволяет уменьшить размеры элементов, применяя даже 0,5-микронную технологию без риска внутреннего электрического пробоя.

Так же, как любой МОП-транзистор и интегральную микросхему, выполненную по микронной технологии, КМОП-схему легко повредить во время работы с ней из-за статического электричества. Чтобы уменьшить эту опасность, обычно включают защитные диоды, но выводы ИС желательно держать замкнутыми между собой проволокой или проводящим пластиком, до тех пор пока не закончен их монтаж. Металлический монтажный стол, паяльник и даже оператор должны быть надежно заземлены. Защитные диоды сами подвержены пробоям, если входному напряжению на схеме позволить подняться выше напряжения питания V_{DD} . Поэтому нужно быть внимательным при выключении питания КМОП-схем: сначала необходимо снять напряжения со всех входов.

13.10. Последовательностные логические схемы: триггеры и память

Все обсуждавшиеся до сих пор схемы просто откликаются на фиксированную статическую комбинацию входных сигналов, обеспечивая требуемый сигнал на выходе (например, два двоичных числа на входах сумматора дают на его выходе сумму). По мере изучения логических схем, скоро станет ясно, что, используя только такие комбинационные или комбина-

торные логические схемы, можно достичь не очень многого. Скоро мы обнаружим потребность в некоторого рода памяти, которая позволит нам осуществлять последовательность операций. Это приводит нас в область *последовательных логических схем*. Например, сложив когда-то вместе два двоичных числа, мы можем пожелать добавить к сумме третье число. Эта операция требует памяти для сохранения суммы с последующим возвращением ее на один из входов сумматора для суммирования с третьим числом. Другой вариант — применение все большего и большего числа сумматоров по мере увеличения числа складываемых чисел — был бы, конечно, совершенно нереализуемой системой! В этом уже проявляются принципы вычислительной системы: память может не только хранить данные, но также содержать инструкции для целой последовательности действий или *программы*.

13.10.1. Простейшие триггеры

Одним из наиболее распространенных элементов памяти является триггер (мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями), рассмотренный в разд. 12.4 в виде схемы, собранной из дискретных компонентов, и повторенный здесь на рис. 13.17 вместе со своим эквивалентом на логических элементах. Недостаток этой элементарной пары перекрестно связанных логических схем НЕ состоит в том, что изменение ее состояния можно произвести только грубым коротким замыканием на землю того из выходов, который находится в состоянии логической 1.

Триггером можно будет управлять, если логические схемы НЕ заменить 2-входовыми схемами ИЛИ-НЕ, образовав *RS-триггер* (рис. 13.18) с входом *S* установки состояния 1 (далее просто «вход установки», Set) и входом *R* установки состояния 0 (далее «вход сброса», Reset). Если на обоих входах *S*

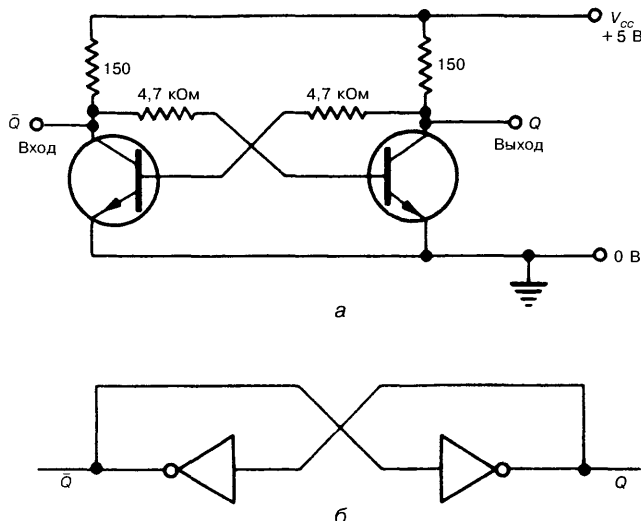


Рис. 13.17. Триггер (мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями):

а — схема из дискретных компонентов; *б* — эквивалентная схема с логическими элементами.

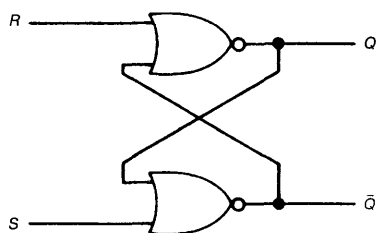


Рис. 13.18. RS -триггер.

и R поддерживается логический 0, то схемы ИЛИ-НЕ работают просто как инверторы подобно простой схеме, приведенной на рис. 13.17, и триггер сохраняет свое состояние неограниченно долго. Если теперь на вход S подается высокий уровень напряжения, а на R остается низкий, то выход $\bar{Q}$ вынужден стать низким, поскольку у соответствующей схемы ИЛИ-НЕ теперь на входе логическая 1. Тем временем, выход Q обязан иметь высокий уровень, так как оба входа его схемы ИЛИ-НЕ имеют низкий уровень. Если снова вернуться к ситуации, когда на входах S и R присутствуют логические 0, то Q останется в состоянии 1, а $\bar{Q}$ в состоянии 0, запоминая на неограниченное время тот факт, что сигнал на входе S принимал значение логической 1. Аналогично, если в течение короткого времени на вход R подается высокий уровень, в то время как на входе S остается низкий, то на выходе $\bar{Q}$ устанавливается логическая 1, а на выходе Q — логический 0; снова это состояние будет поддерживаться неограниченно долго, пока сигналы на входах S и R остаются равными логическому 0. Поскольку сигналы на выходах RS -триггера напрямую вынуждают принимать требуемые значения, его иногда называют *триггерной с принудительной загрузкой*.

Если на входы R и S одновременно подать 1, то оба выхода схем ИЛИ-НЕ примут значения 0. Это состояние нельзя будет запомнить, когда сигналы на входах R и S вернутся к значению 0, поскольку перекрестная связь требует, чтобы при этом выходы имели различные значения. Практически запомненное состояние будет зависеть от того, какой из входов R или S первым примет значение 0. Когда это зависит от случая, комбинация входных сигналов $R = S = 1$ приводит к *неопределенности* сохраняемых данных, и эта комбинация никогда не должна сопровождаться комбинацией $R = S = 0$. В большинстве случаев комбинация входных сигналов $R = S = 1$ считается запрещенной; действительное состояние триггера зависит от типа логических схем, использованных для образования триггера.

У только что описанного RS -триггера активным является высокий уровень, то есть сигналы на входах установки и сброса должны принимать значение логической 1, чтобы выполнить соответствующее действие. Распространены также схемы с «низким активным уровнем»: на рис. 13.19 приведена такая схема, собранная из двух схем И-НЕ. Входы обозначаются теперь $\bar{S}$ и $\bar{R}$, поскольку сигналы на каждом из них оказывают свое действие, когда принимают значение логического 0, а не логической 1 (например, на выходе Q устанавливается высокий уровень, когда уровень сигнала на входе $\bar{S}$ низкий, так как на входах схемы И-НЕ нет больше двух логи-

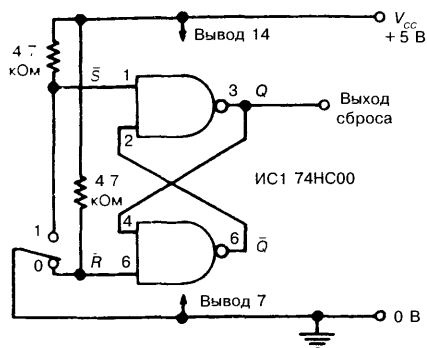
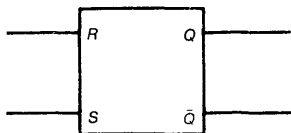


Рис. 13.19. Схема переключателя бездребзга на основе RS -триггера с «низким активным уровнем».

ческих 1). На рисунке показано применение триггера в качестве полезной и очень распространенной практической схемы переключателя без «дребзга» контактов. В экспериментальных логических схемах входные импульсы часто получают замыканием ключа или просто касаются проводом точки с соответствующим потенциалом. Если сигнал, полученный таким замыканием контакта, прямо подать на вход последовательной схемы, то можно получить непредсказуемые результаты, так как «дребзг» контактов означает, что цепь будет несколько раз замыкаться и размыкаться прежде, чем произойдет окончательное включение (время дребзга обычно составляет величину порядка нескольких миллисекунд). Принцип действия схемы устранения дребзга основан на том, что при самом первом замыкании контакта RS -триггер переключается и затем остается в устойчивом состоянии независимо от последующих замыканий и размыканий контакта.

При вычерчивании логических схем триггер удобно изображать в виде прямоугольника с надлежащим образом отмеченными входами и выходами. На рис. 13.20 дано условное обозначение и таблица истинности RS -триггера (с высоким активным уровнем). Строго говоря, название «таблица истинности» предназначено для комбинационных логических схем, а то, что изображено здесь, является *таблицей переходов*, так как показывает состояние выхода тотчас после любого перехода, вызванного входными сигналами.



Входы		Выходы	
R	S	Q	$\bar{Q}$
0	0	$Q_{\text{хран}}$	$\bar{Q}_{\text{хран}}$
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	0	0
		неопредел. в режиме хран.	

Рис. 13.20. Условное обозначение RS -триггера и таблица истинности (переходов).

Можно реализовать всевозможные, сколь угодно сложные последовательности выходных состояний с помощью соответствующей комбинации триггеров и логических схем. Такие схемы, называемые *конечными автоматами*, оказываются полезными в простых промышленных системах управления.

13.10.2. Синхронный RS-триггер

Существенной чертой большинства последовательностных логических систем является необходимость осуществлять переходы в определенные моменты времени. Обычно это достигается с помощью регулярной последовательности тактовых импульсов, которые управляют последовательностью событий подобно дирижеру оркестра, поддерживающему ритм своей палочкой, чтобы все музыканты сохраняли такт во время исполнения музыкального произведения.

На рис. 13.21 показан RS-триггер, устроенный так, что он может изменять свое состояние только тогда, когда входные тактовые импульсы (Clock Pulse, CP) принимают значение логической 1. Пока на входе CP действует логический 0, каждая из схем И имеет на входе по 0; таким образом, оба входа S' и R' базового триггера удерживаются на уровне логического 0, и поэтому значение выходных сигналов Q и $\bar{Q}$ не может измениться. Но, как только на входе CP появляется логическая 1, у каждой схемы И на одном из входов будет высокий уровень, так что логические уровни с внешних входов S и R передаются на триггер, и теперь его состояние будет устанавливаться в соответствии с таблицей истинности RS-триггера, приведенной на рис. 13.20. Таким образом, синхронный (или тактируемый) RS-триггер не может реагировать на состояние входов S и R , пока не появится тактовый импульс. Заметим, однако, что любые изменения на входах S и R в то время, когда на тактовом входе имеется высокий уровень, будут сразу же приводить к изменению значений выходных сигналов Q и $\bar{Q}$. Поэтому такой триггер называют *прозрачной защелкой*, поскольку выходы могут непосред-

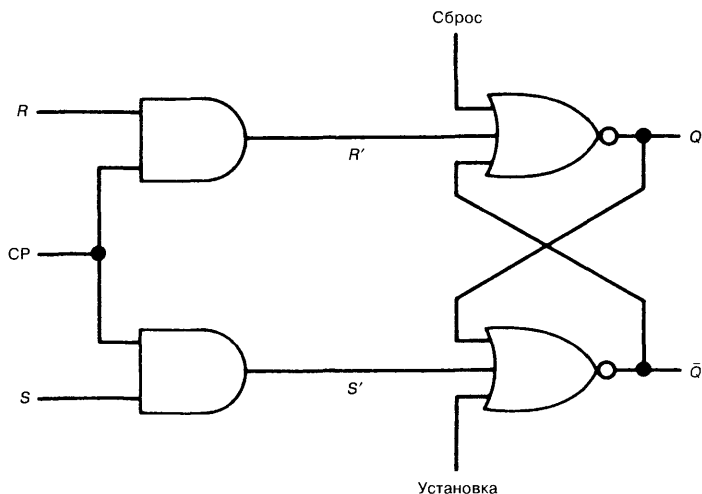


Рис. 13.21. Синхронный RS-триггер.

ственно «видеть» входы в течение всего времени, пока логическая 1 присутствует на тактовом входе. «Моментальный снимок» мгновенной комбинации значений входных сигналов S и R сохраняется, или защелкивается, на выходах Q и $\bar{Q}$ на момент времени, когда тактовый сигнал возвращается к значению логического 0.

Дополнительные входы *установка* и *сброс*, на которых нормально поддерживается значение логического 0, обеспечивают непосредственную реализацию собственной способности триггера устанавливаться в единичное состояние или сбрасываться путем использования дополнительных входов у элементов ИЛИ-НЕ. Полезным свойством любого синхронного триггера является возможность устанавливать его состояние независимо от тактового сигнала путем кратковременного подъема напряжения на соответствующем входе до уровня логической 1.

13.10.3. D-триггер

D-триггер, или триггер данных, является синхронным RS-триггером, управляемым только по одному входу. Его достоинство заключается в том, что входы S и R не могут одновременно принять значение 1 и привести к сохранению неопределенного значения сигнала на выходе. Схема этого триггера показана на рис. 13.22, где прямоугольником изображен синхронный RS-триггер. Состояние триггера сохраняется до тех пор, пока логический уровень на тактовом входе не изменится с 0 на 1, когда любой из логических уровней на входе D передается на выход Q . Из схемы видно, что этот триггер также является прозрачной защелкой, так что выход Q повторяет состояние входа D , пока тактовый сигнал имеет высокий уровень, и запоминает логический уровень сигнала, действующего на входе в момент отрицательного фронта тактового импульса. Эта удобная маленькая память находит применение, в частности, в измерительных приборах с цифровым отсчетом, где результат измерения должен сохраняться неизменным в течение времени, достаточного для считывания; в разделе, посвященном счетчикам, рассматривается применение ИС 74LS75 (аналог 555TM7. — *Примеч. перев.*), содержащей четыре D-триггера.

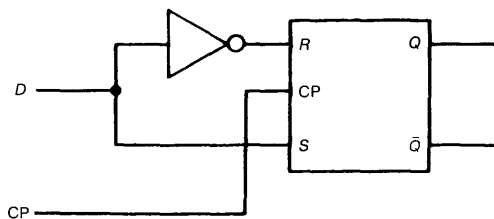


Рис. 13.22. Схема D-триггера (защелка с двумя устойчивыми состояниями).

13.10.4. JK-триггер

Самым гибким усовершенствованием RS-триггера является JK-триггер, схема которого показана на рис. 13.23, а. В отличие от D-триггера здесь два входа, но удастся избежать неопределенности запоминаемого состояния при $S = R = 1$

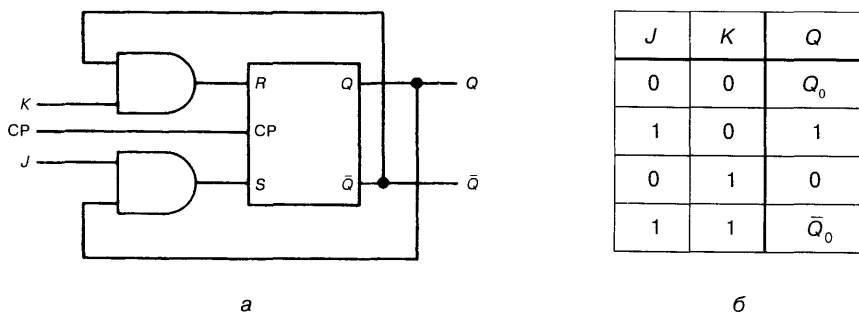


Рис. 13.23. JK -триггер:

a — схема со стробированием R и S входов; b — таблица переходов (при условии, что CP имеет высокий уровень).

путем стробирования каждого из входных сигналов сигналом с противоположного выхода. Принято стробируемый вход «установки» обозначать буквой J , а стробируемый вход «сброса» — буквой K . Триггер чувствителен к входным сигналам только тогда, когда тактовый сигнал (CP) принимает высокий уровень, и перестает быть чувствительным к ним, когда уровень CP становится низким. Таблица переходов, представленная на рис. 13.23, b , выглядит подобно таблице для RS -триггера, за исключением случая $J = K = 1$, который более не является запрещенным; при $J = K = 1$ происходит *переключение*, в результате которого сигнал на выходе изменяет свое значение на противоположное каждый раз, когда тактовый сигнал принимает высокий уровень. Таким образом, выход Q принимает высокий уровень через один тактовый импульс, что позволяет считать переключающийся триггер делителем частоты на 2 с очевидной возможностью применения для двоичного счета.

(Рассмотренная схема JK -триггера действительно может быть делителем частоты на 2, но лишь при условии соблюдения жесткого ограничения на временные соотношения. А именно: тактовый импульс должен заканчиваться прежде, чем изменятся значения сигналов на выходах триггера и на входные схемы I поступят изменившиеся выходные сигналы. — *Примеч. перев.*)

13.10.5. Двухконтактный триггер и триггер с динамическим входом

Так же, как RS -триггер и D -триггер, JK -триггер, приведенный на рис. 13.23, является прозрачным для всех изменений сигналов на входах, пока CP имеет высокий уровень. Например, если оба входа J и K принимают высокий уровень в пределах единичного значения тактового импульса, но не были оба равны 1 в момент положительного перепада CP , то триггер будет переключаться немедленно, не ожидая следующего положительного перепада CP . Чтобы JK -триггер можно было применять без каких-либо ограничений, он должен удовлетворять двум временным критериям.

1. Изменения сигналов на выходе должны происходить только непосредственно после перепада в сигнале CP .

2. Сигналы на входах J и K следует «удерживать» в течение определенного времени, а именно до переключения на выходе, и входы должны блокироваться после того, как состояние триггера действительно изменяется.

Эти временные характеристики позволяют избежать неопределенности на выходах при быстрых изменениях на входах и позволяют включать триггеры один за другим в качестве регистра сдвига или счетчика. Прозрачные защелки не работают в такой ситуации, поскольку исходный входной импульс тут же «проскочит» по всей цепочке во время действия первого тактового импульса, не запоминаясь ни в одном триггере.

На рис. 13.24 показан один из способов избежать такого «проскакивания»: два JK -триггера объединяются в конструкцию, работающую по принципу *ведущий—ведомый*. В течение времени, когда CP имеет высокий уровень, триггер FF1 реагирует на входы J и K . Когда уровень CP становится низким, уровень сигнала $CP2$ благодаря инвертору становится высоким, давая возможность триггеру FF2 перейти в новое состояние; при этом состояние «ведущего» триггера FF1 передается в «ведомый» триггер FF2, что находит свое отражение в сигналах на основных выходах Q и $\bar{Q}$. В то же время, когда на входе CP низкий уровень, триггер FF1 заблокирован по входам J и K , что предотвращает возможность «проскакивания». Итак, наш временной критерий выполнен: значения входных сигналов «читаются» на положительном фронте тактового импульса, а сигналы на выходах изменяются на отрицательном фронте.

Хотя триггеры типа *ведущий—ведомый* применяются очень широко, здесь уместно небольшое предостережение. Несмотря на то что значение выходных сигналов может изменяться только на отрицательном фронте тактового сигнала, состояние, в котором в действительности оказывается триггер, может иногда удивить неосторожного разработчика. Дело в том, что триггер FF1 реагирует на значение входных сигналов J и K в течение всего времени, пока сигнал на входе CP имеет высокий уровень, в связи с чем появление «единиц» на входах J и K на этом отрезке времени передается на выходы Q и $\bar{Q}$ и затем изменит состояние ведомого триггера на отрицательном фронте тактового импульса, причем это произойдет даже в том случае, когда J и K имеют низкий уровень, не влияющий на состояние триггера, как на положительном, так и на отрицательном фронтах тактового импульса. Поэтому совершенно необходимо, чтобы состояние входов J и K оставалось неизменным, пока на входе CP имеется высокий уровень, чтобы работа триггера была предсказуемой. Этот тип триггера, представленный микросхемами 7473 7476 и 74107 (аналог 555ТВ6. — *Примеч. перев.*), называется триггером с *импульсным переключением*, и имеется очевидная причина называть его также

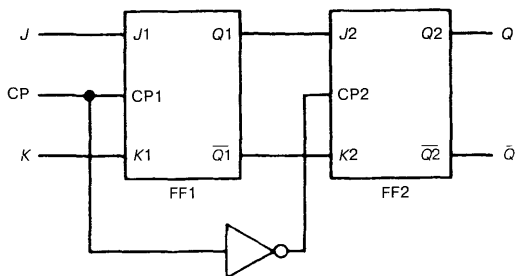


Рис. 13.24. Двухтактный JK -триггер (триггер типа *ведущий—ведомый*).

самозащелкивающийся триггер типа ведущий—ведомый. Риск непредсказуемой работы минимизируется путем применения тактовой последовательности с малой длительностью положительных импульсов.

Большинство общеупотребительных триггеров, таких как в серии 74LS, включают дополнительное усовершенствование, делающее их чувствительными исключительно к перепаду входного сигнала. Как правило, их делают переключающимися по отрицательному фронту, когда значения сигналов на входах не «читаются», пока не начнется отрицательный перепад тактового импульса, значение сигналов на выходах изменяется позже в пределах того же самого отрицательного перепада. На рис. 13.25 показано, как можно обнаружить отрицательный перепад в тактовом сигнале и преобразовать его в короткий положительный импульс с помощью простого *RS*-триггера схемы ИЛИ-НЕ. Сигнал *CP* подан на вход *R* (сброс) и через инвертор на вход *S* (установка). Выходной импульс появляется на выходе схемы ИЛИ-НЕ, на один вход которой поступает сам входной сигнал *CP*, а на другой — сигнал с выхода триггера *Q*. На отрицательном перепаде сигнала *CP* на обоих входах выходной схемы ИЛИ-НЕ в течение короткого времени присутствуют логические 0: один непосредственно от *CP*, а другой с выхода *Q*, пока из-за конечного времени задержки в *RS*-триггере сигнал на этом выходе не перейдет на высокий уровень в ответ на перепад в сигнале *CP*. В результате на выходе схемы появляется положительный импульс, который можно применять как входной сигнал *CP* для триггеров типа ведущий—ведомый.

Эту полезную схему выделения перепада можно рассматривать как уточненный вариант простой дифференцирующей *RC*-цепи, применяемой для переключения триггера на дискретных компонентах (см. рис. 12.13). Эта схема, однако, имеет важное преимущество, состоящее в том, что она чувствительна исключительно к *уровню*, длительность и амплитуда импульса на выходе не зависят от времени нарастания и спада входного импульса. В типичных триггерах с динамическим входом значения сигналов на входах *J* и *K* следует поддерживать неизменными только в течение короткого *времени подготовки* (обычно 20 нс) перед фронтом сигнала *CP*. У некоторых триггеров требуется, чтобы в течение определенного *времени удержания* после фронта сигнала *CP*, которое может достигать до 5 нс, сигналы на входах *J* и *K* оставались неизменными.

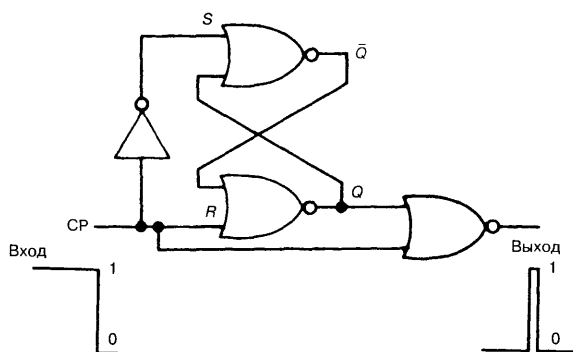


Рис. 13.25. Схема обнаружения отрицательного фронта тактового импульса.

13.11. Регистры

13.11.1. Регистры для хранения данных

Мы видели, как *D*-триггер запоминает единственный бит на фронте тактового сигнала. Для того чтобы обеспечить временное хранение целого байта (8 бит) данных, осталось сделать небольшой шаг — объединить восемь таких триггеров и подать на них параллельно общий тактовый сигнал. На рис. 13.26 показан такой параллельный регистр, являющийся неотъемлемой частью любой вычислительной системы. Этот регистр эквивалентен рабочему блокноту, используемому для записи промежуточных результатов при ручных вычислениях.

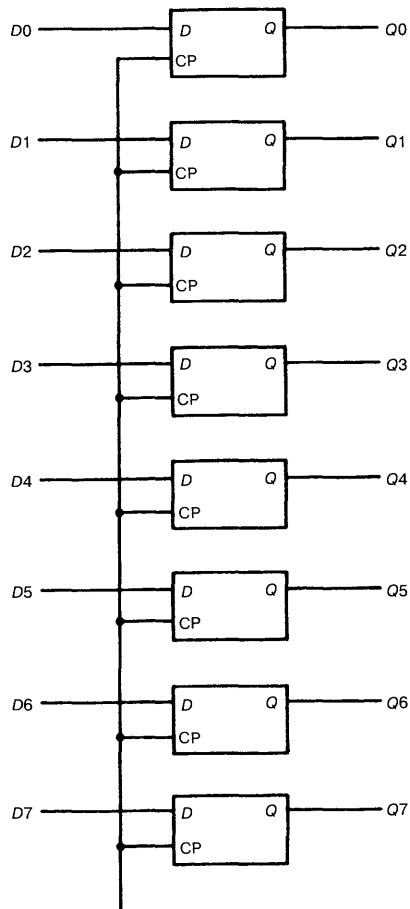


Рис. 13.26. 8-разрядный (1-байтовый) параллельный регистр данных.

13.11.2. Регистр сдвига

JK-триггеры можно включить последовательно друг за другом для сохранения последовательности цифр. Такая конструкция, называемая *регистром сдвига*, показана на рис. 13.27. Свое название схема получила на осно-

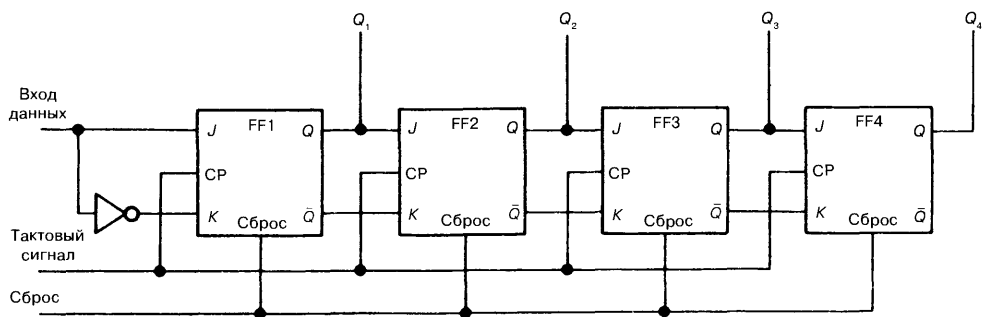


Рис. 13.27. 4-разрядный регистр сдвига, образованный последовательно включенными JK-триггерами.

вании того, что она на каждом тактовом импульсе принимает одну новую цифру, сдвигая ранее запомненные цифры на один разряд, чтобы поместить новую.

Этот регистр действует по принципу *первым вошел — первым вышел* (First-In First-Out, FIFO).

Рассмотрим работу регистра сдвига, изображенного на рис. 13.27. Сначала на шину сброса подается логическая 1, а затем значение сигнала на ней возвращается в 0. Теперь предположим, что сигнал на входе данных первоначально равен 1 и что последовательность тактовых импульсов поступает на тактовый вход. В этом случае триггер FF1 имеет на входе J высокий уровень, а на входе K низкий уровень, так что после первого тактового импульса на выходе Q устанавливается высокий уровень. Предположим, что тем временем входной сигнал вернулся к значению 0 и остается таким. Во время действия второго тактового импульса высокий уровень на входе J триггера FF2 передается на его выход, и Q_2 принимает значение логической 1. В это же время на входе J триггера FF1 действует логический 0, так что вторым тактовым импульсом на выходе Q_1 устанавливается низкий уровень; если сигнал на входе данных остается равным 0, то на выходе Q_1 будет оставаться низкий уровень с каждым тактовым импульсом. Однако бит логической 1 каждым тактовым импульсом передвигается дальше на один разряд, так что после четырех импульсов он достигнет выхода Q_4 . Всего теперь запомнено 4 бита входных данных. Последующие тактовые импульсы приведут к потере этих данных, а более новые данные будут сохранены.

В регистре сдвига, показанном на рис. 13.27, имеется возможность, если требуется, наблюдать запомненные данные в параллельном виде, обеспечив доступ к выходам Q_1 , Q_2 , Q_3 и Q_4 . Такая схема известна как регистр с последовательным входом и параллельным выходом: данные должны вводиться последовательно через единственный вход, после чего они становятся доступными в параллельном виде на выходах регистра. Такое преобразование последовательного представления данных в параллельное является очень распространенной операцией, применяемой, например, для преобразования считанных с диска компьютера битов программы в параллельный код для ввода в основную память.

Если каждый триггер снабдить отдельным входом установки в дополнение к общему входу сброса, то данные могут вводиться параллельно через

эти входы. «Загруженные» таким образом данные можно, подавая тактовые импульсы, получить на выходе Q_4 в последовательном виде. Такой регистр служит преобразователем параллельного кода в последовательный и часто применяется для преобразования выводимых из микропроцессора данных, представленных сигналами, появляющимися одновременно на большом числе выходов (например, на 16 выходах), в последовательный код для передачи по единственной паре проводов в сеть или к модему. Популярной конструкцией, которой можно воспользоваться для преобразования данных из параллельного вида в последовательный и обратно, является универсальный асинхронный передатчик; он содержит в одной интегральной схеме необходимые регистры сдвига, схему управления и формирователи для работы на линию.

Если в схеме, изображенной на рис. 13.27, выход Q_4 соединить с входом данных, то данные, которые можно вводить в параллельном виде через входы установки, никогда не смогут покинуть регистр, а будут просто циркулировать в нем. Такая схема называется регистром с *циклическим переносом* или *кольцевым счетчиком*. Используя 10 триггеров, соединенных в кольцевой счетчик и пронумерованных от 0 до 9, можно получить десятичный счетчик. Первоначально в триггере с номером 0 устанавливается состояние с высоким уровнем, а остальные сбрасываются в нулевое состояние. Затем импульсы, подлежащие счету, подаются на тактовый вход, так что с приходом каждого входного импульса логическая 1 передвигается из одного триггера в другой. После девяти импульсов в триггер с номером 9 запишется логическая 1, а следующий импульс восстановит начальное состояние. Соединение выхода триггера с номером 9 со входом другого кольцевого счетчика позволит записывать в него десятки, а еще один кольцевой счетчик сможет записывать сотни. Несмотря на очевидное изящество этой схемы, почти всегда более удобно считать в двоичном виде, а затем преобразовывать выход двоичного счетчика в десятичный вид.

Другим применением кольцевого счетчика является замена им распределителя в электронной системе зажигания автомобиля. Вместо механического кулачка, размыкающего и замыкающего контактные точки для создания искры зажигания, с помощью оптического или магнитного датчика, расположенного на маховике двигателя, формируются тактовые импульсы. Здесь используется сдвиг логической 1 по кругу в кольцевом счетчике, который имеет по одному разряду на каждый цилиндр двигателя. Фазу тактового импульса можно тщательно выставить так, чтобы логическая 1 появлялась на каждом каскаде точно в нужное время для зажигания смеси. Коррекция момента зажигания устанавливается, таким образом, без труда, и, более того, однажды установленный, он никогда не будет изменяться, поскольку в электронном распределителе отсутствует механический износ.

Схему регистра сдвига, приведенную на рис. 13.27, можно применять в качестве основной для экспериментов со всеми типами регистров сдвига и кольцевыми счетчиками. В качестве *JK*-триггера рекомендуется ИС 74LS76: каждая микросхема содержит два триггера, срабатывающих по отрицательному фронту с отдельными входами установки и сброса. Цоколевка этой схемы дана в приложении 4.

13.12. Двоичный счет

13.12.1. Введение

Одной из наиболее важных функций цифровой электроники является счет. За исключением только что рассмотренного кольцевого счетчика, счет, как правило, выполняется в двоичной системе, поскольку мы всегда имеем дело со схемами, имеющими два состояния. Преобразование двоичного представления числа в десятичное легко осуществляется всего одной ИС дешифратора.

Основным элементом большинства двоичных счетчиков является триггер типа ведущий—ведомый или триггер, срабатывающий по фронту, используемые в режиме переключения (смены состояния) при поступлении каждого тактового импульса. На рис. 13.28 показан 4-разрядный двоичный счетчик, образованный включенными последовательно JK -триггерами. На все входы J и K подана логическая 1, так что триггеры работают в режиме переключения. Выходы всех триггеров первоначально можно установить в нулевое состояние, подавая на короткое время логическую 1 на общий вход сброса. После этого схема готова считать входные импульсы. Результат двоичного счета получается на выходах с A по D , и важно отметить, что выход A , хотя и расположен слева, в действительности является младшим значащим разрядом (МЗР). Поэтому число следует читать в следующем порядке: $DCBA$, и таблица на рис. 13.29 подтверждает это.

ИС 74LS93 (аналог 555IE5. — *Примеч. перев.*) является 4-разрядным двоичным счетчиком; на рис. 13.30 показаны цоколевка этой ИС и ее внутреннее устройство. Отметим, что триггер A не соединен с тремя другими для того, чтобы иметь возможность независимого счета до 2 и до 8. Триггер A считает импульсы, поступающие на его вход по модулю 2, тогда как на выходах триггеров B , C и D присутствует результат счета импульсов, поступающих на вход триггера B , по модулю 8. Все триггеры имеют общую шину сброса. Для создания обычного 4-разрядного счетчика выход триггера A соединяется с входом триггера B .

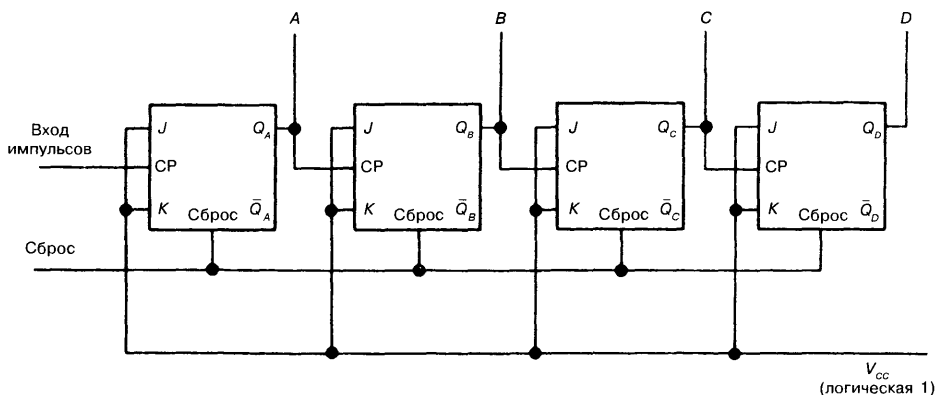


Рис. 13.28. 4-разрядный двоичный счетчик, образованный последовательно включенными JK -триггерами.

Число входных импульсов	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Рис. 13.29. Значения сигналов на выходах 4-разрядного двоичного счетчика.

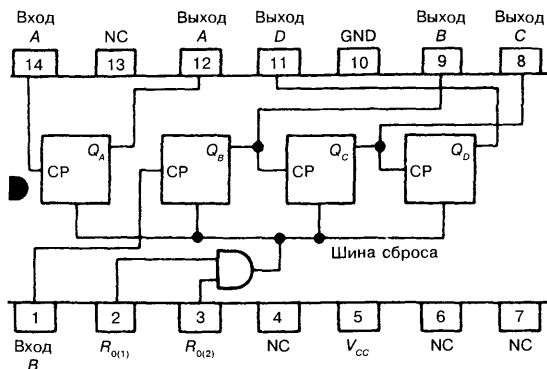


Рис. 13.30. 4-разрядный двоичный ТТЛ-счетчик 74LS93: цоколевка и внутреннее устройство. NC означает не используемые выводы. GND — вывод заземления.

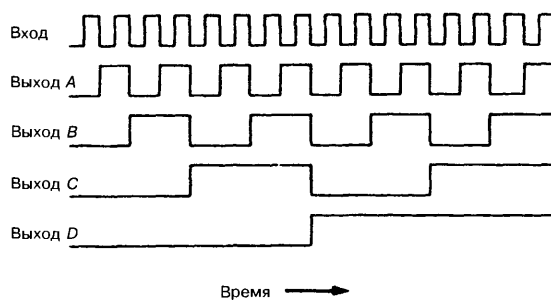


Рис. 13.31. Сигналы на входе и выходах 4-разрядного двоичного счетчика.

На рис. 13.31 показаны сигналы на входе и выходах 4-разрядного двоичного счетчика, где видно, что все выходные сигналы имеют коэффициент заполнения, равный единице, а частота их следования понижается каждым триггером вдвое. Стоит заметить, между прочим, что если для различных целей при проведении экспериментов требуется прямоугольный сигнал с коэффициентом заполнения, равным единице, то простейший путь достичь полной симметрии состоит в следующем: генерируются периодические импульсы с удвоенной частотой, а затем применяется триггер для деления на два, гарантирующий точное равенство единице коэффициента заполнения.

13.12.2. Входы сброса и модуль счета

Все четыре триггера в ИС 74LS93 можно перевести в нулевое состояние с помощью входов сброса $R_{0(1)}$ и $R_{0(2)}$. Чтобы сбросить триггеры в нулевое состояние, на оба входа сброса необходимо подать логическую 1 одновременно. Чтобы разрешить счет, следует хотя бы один вход сброса заземлить (установить уровень логического 0).

Наличие двух входов сброса делает ИС 74LS93 очень гибким устройством. Подавая на входы сброса различные комбинации выходных сигналов, можно получить множество различных последовательностей состояний счетчика. Обращаясь к таблице истинности на рис. 13.29, нетрудно убедиться, что счетчик может автоматически сбрасываться при достижении определенного числа. Например, если соединить вход $R_{0(1)}$ с выходом D , а вход $R_{0(2)}$ с выходом B , то счетчик нормально работает до того момента, пока на выходах не появится комбинация 1010, когда он сбрасывается в ноль. На рис. 13.32 представлена таблица подключения входов сброса для получения различных модулей счета. Применяя такие схемы с «обратной связью для сброса», разработчик должен иметь в виду, что процедура сброса занимает конечное время (приблизительно 40 нс), так что непосредственно перед установкой в ноль на выходах будут появляться кратковременные «выбросы» или «глюки». Это не имеет значения в таких случаях, как подключение счетчика к индикатору напрямую, но могут возникнуть некоторые проблемы, если какой-либо из выходов используется другой схемой в качестве источника тактовых импульсов.

Такие выбросы являются причиной непредсказуемой или неустойчивой работы цифровых устройств; часто они возникают из-за различного временного срабатывания, что приводит к временным «гонкам» импульсов по раз-

Функция	Последовательность счета	$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$
$\div 3$	0 1 2	A	B
$\div 4$	0 1 2 3	V_{CC}	C
$\div 5$	0 1 2 3 4	A	C
$\div 6$	0 1 2 3 4 5	B	C
$\div 9$	0 1 2 3 4 5 6 7 8	A	D
$\div 10$	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9	D	B
$\div 12$	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11	D	C
$\div 2$ и $\div 8$ доступны порознь			

Рис. 13.32. Счет с помощью 4-разрядного двоичного счетчика 74LS93 по различному модулю.

личным участкам схемы. Поэтому разные экземпляры серийных образцов могут приводить к совершенно непохожим результатам в зависимости от того, какой импульс «выиграет гонку».

13.12.3. Двоично-десятичный счетчик

Во многих приложениях с использованием счетчиков, в конце концов, требуется, чтобы результат был представлен в десятичном виде и был понятен человеку-оператору. Поэтому часто удобно разделить триггеры счетчика на группы по четыре, а в каждой группе установить модуль счета равным 10. Таким образом, отдельные десятичные цифры становятся легко доступными, а каждая из них в свою очередь будет выражаться в двоичном виде. Такое представление чисел называют двоично-десятичным кодом.

Например, десятичное число 2901 можно представить в двоично-десятичном коде как

0010 1001 0000 0001.

В клавиатуре, используемой для ввода данных в компьютер, обычно также используется двоично-десятичный код: например, числа или буквы, набираемые на клавиатуре, посылаются символ за символом в распространенном ASCII-коде. Каждая буква имеет свой определенный двоичный код. Обсуждение этого вопроса будет продолжено позже в связи со знакообразующими индикаторами (см. рис. 13.43).

Мы уже видели, как можно включить счетчик на ИС 74LS93, способный считать до 16, таким образом, чтобы происходил сброс после того, как результат счета становится равным 9. Это один из способов сделать двоично-десятичный счетчик, но дополнительно к проблеме «выброса перед обнулением» применение этого варианта означает, что для других целей входами сброса нельзя воспользоваться без дополнительных схем ИЛИ. Удоб-

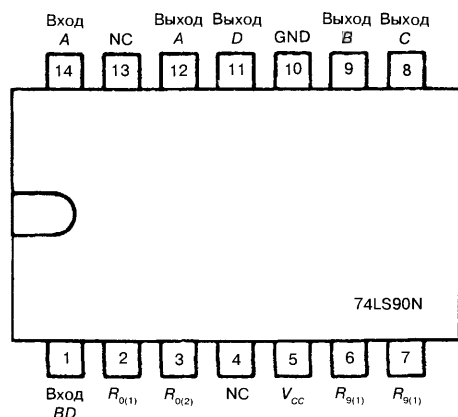


Рис. 13.33. Цоколевка декадного ТТЛ-счетчика 74LS90.

нее применять специальный счетчик, такой как 74LS90 (аналог 1533ИЕ2. — *Примеч. перев.*). Цоколевка его выводов показана на рис. 13.33.

Кроме двух входов установки нуля, особенностью ИС 74LS90 является пара входов *установки числа девять*, обозначенных $R_{9(1)}$ и $R_{9(2)}$. Эта возможность используется при вычитании в двоично-десятичной системе по принципу так называемого дополнения до десяти. Обычно, когда входы $R_{9(1)}$ и $R_{9(2)}$ не используются, они заземлены, но заслуживает внимания тот факт, что ими можно воспользоваться для счета по модулю 7, чего иначе сделать невозможно. Для реализации этой возможности выходы *В* и *С* соединяются с входами R_9 , в результате счетчик устанавливается в состояние 9, как только результат счета достигает значения 6 (0110). Эта схема дает такую последовательность состояний счетчика: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 9; хотя этой последовательностью нельзя воспользоваться для непосредственного десятичного счета, схему все же можно применить для деления частоты входного сигнала на 7, если выходной сигнал брать с вывода *D*.

Так же, как и в ИС 74LS93, триггер *А* в ИС 74LS90 не соединен с тремя другими, поэтому имеется возможность независимого счета по модулю 2 и 5. Для обычного счета до 10 (режим двоично-десятичного счета) выход *А* соединяется с входом *BD*. Отдельным счетчиком до 2 можно воспользоваться для преодоления недостатка двоично-десятичного счетчика, когда он применяется просто как делитель частоты на 10. Хотя частота сигнала на выходе *D* в 10 раз ниже частоты сигнала на входе, его форма асимметрична: коэффициент заполнения равен 1 : 4 (напряжение на выходе *D* имеет низкий уровень при числах 01234567, а высокий уровень — только при 8 и 9). Если требуется поделить частоту на 10 с коэффициентом заполнения выходного сигнала равным единице, то делитель на 5 должен предшествовать делителю на 2. Другими словами, выход *D* следует соединить с входом *А*, а входные импульсы подавать на вход *BD*. Тогда на выходе *А*, получают прямоугольные колебания с частотой следования в 10 раз ниже частоты входного сигнала.

Здесь следует отметить, что вход *BD* представляет собой нагрузку, эквивалентную четырем логическим входам, и следует позаботиться о том, чтобы не превысить нагрузочную способность какой-нибудь логической схемы, если к ней подключены несколько таких входов.

13.12.4. Последовательное соединение двоично-десятичных счетчиков

Для подсчета единиц, десятков, сотен и т. д., применяется цепочка из двоично-десятичных счетчиков, изображенная на рис. 13.34. Сигнал с выхода *D* первого счетчика подается на вход *A* второго счетчика и т. д. Когда счетчик единиц достигает состояния 9 и затем возвращается в состояние 0, напряжение на выходе *D* изменяется с высокого уровня на низкий, а счетчик десятков, реагирующий на отрицательный фронт, каждый раз регистрирует при этом очередной перенос.

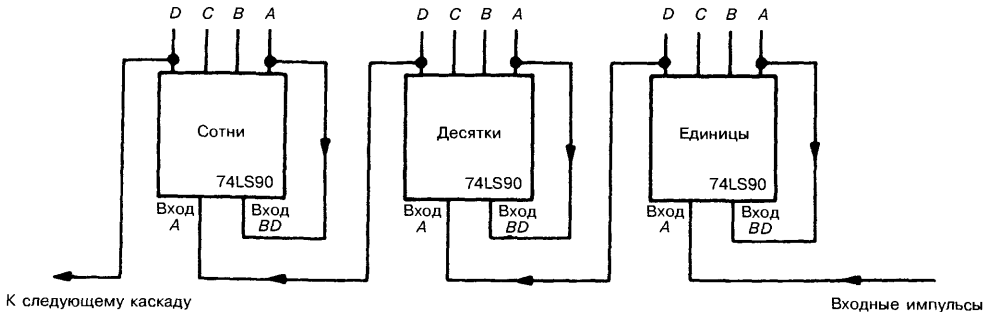


Рис. 13.34. Последовательное соединение двоично-десятичных счетчиков.

Соединяя последовательно два счетчика и включая обратную связь на входы сброса, можно получить различные коэффициенты деления больше 10. Примером такого рода является схема, приведенная на рис. 13.35; при коэффициенте деления, равном 24, она годится в качестве счетчика часов в цифровых часах. Сброс осуществляется, когда комбинация значений на выходах триггеров становится равной 0010 0100.

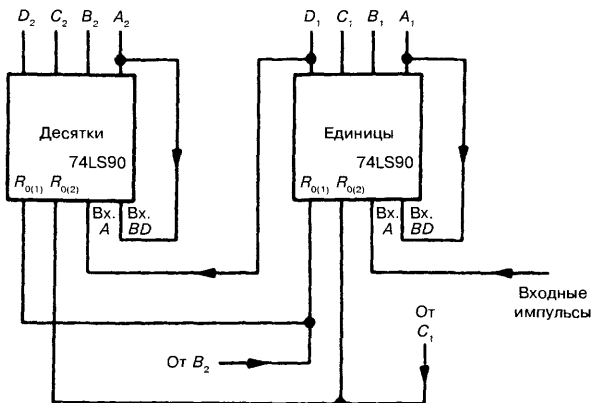


Рис. 13.35. Использование входов сброса двух декадных счетчиков для счета по модулю 24 (счетчик часов).

13.12.5. Синхронные счетчики

Все счетчики, рассмотренные до сих пор, состояли из последовательно переключаемых триггеров, где в каждом разряде на вход СР поступает сигнал с выхода предыдущего разряда. Такая простая конструкция с последовательным переносом удовлетворяет всем основным требованиям, предъявляемым к процедуре счета, но в ней проявляется несогласованность во времени, обусловленная конечным временем переходного процесса в логических схемах, которое зависит от числа последовательно происходящих переходов; триггеры не переключаются вместе. Поэтому такие счетчики называются *асинхронными*; тактовый сигнал не может переключать все триггеры одновременно. Типичное время распространения через четыре каскада составляет около 70 нс, и это может привести к ложным выбросам, если дешифрованные сигналы с выходов счетчика используются в качестве тактовых импульсов для других схем.

В *синхронных счетчиках* указанная проблема решается путем применения простых промежуточных логических схем для одновременного переключения триггеров, как это показано на рис. 13.36. У первого триггера (младший значащий разряд A) $J = K = 1$, так что он изменяет свое состояние с каждым тактовым импульсом. У второго триггера (B) $J = K = A$, поэтому он переключается только в том случае, когда $A = 1$. Третий триггер (C) может переключаться только тогда, когда и A и B равны 1, в то время как четвертому триггеру D для переключения необходимо равенство 1 C , B и A . Следуя таблице переходов, описывающей эту процедуру, видим, что схема работает аналогично асинхронному счетчику, за исключением того, что все триггеры переключаются вместе, все тактовые входы объединены в один вход СР вместо того, чтобы по отдельности быть подключенными к выходам предыдущих триггеров.

Удобным синхронным двоичным счетчиком общего назначения является ИС 74НС191. Он работает в режиме сложения или вычитания в зависимости от логического уровня на управляющем входе сложение/вычитание.

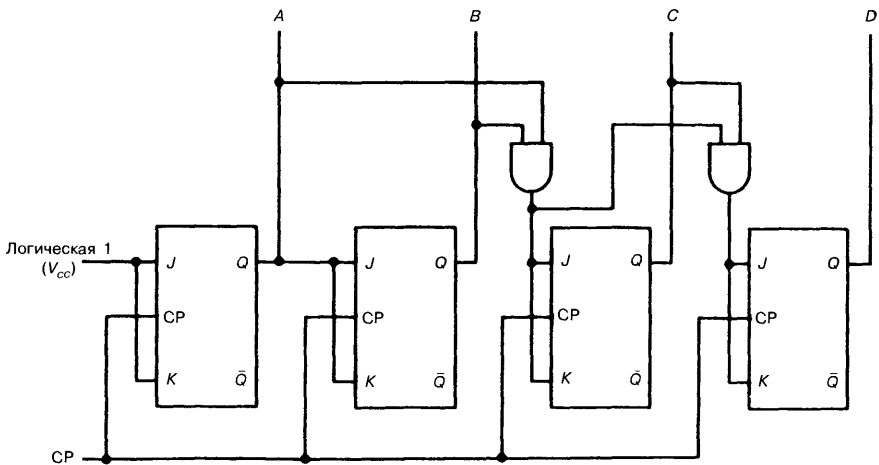


Рис. 13.36. Синхронный 4-разрядный счетчик.

Дополнительное удобство состоит в возможности загрузить в счетчик определенное число в качестве начального состояния, подавая его на четыре вывода, сигналы с которых внутри ИС поступают на входы данных четырех триггеров.

13.13. Дешифраторы и индикаторы

13.13.1. Прямое дешифрование — десятичное и шестнадцатиричное

Следующим логическим шагом после подсчета импульсов является отображение полученного числа. Конечно, это можно сделать прямо в двоичном виде, подключив с помощью транзистора лампу или светодиод (см. рис. 13.5) к выходу каждого триггера. Более экономной является схема, изображенная на рис. 13.37, в которой несколько выходов индицируются одновременно как двоичное число. В этой схеме применена ИС 7404 (аналог 155ЛН1. — *Примеч. перев.*), содержащая шесть инверторов, к выходам которых непосредственно подключены шесть светодиодов. Каждый «стандартный» ТТЛ-выход способен пропустить в состоянии логического 0 ток 16 мА, таким образом инвертор обеспечивает нормальный ток через светодиод (приблизительно 10 мА), когда на соответствующем входе присутствует высокий уровень.

Хотя двоичные числа со своей двоичной природой ВКЛ/ВЫКЛ наиболее удобны и пригодны для использования в электронике, манипулирова-

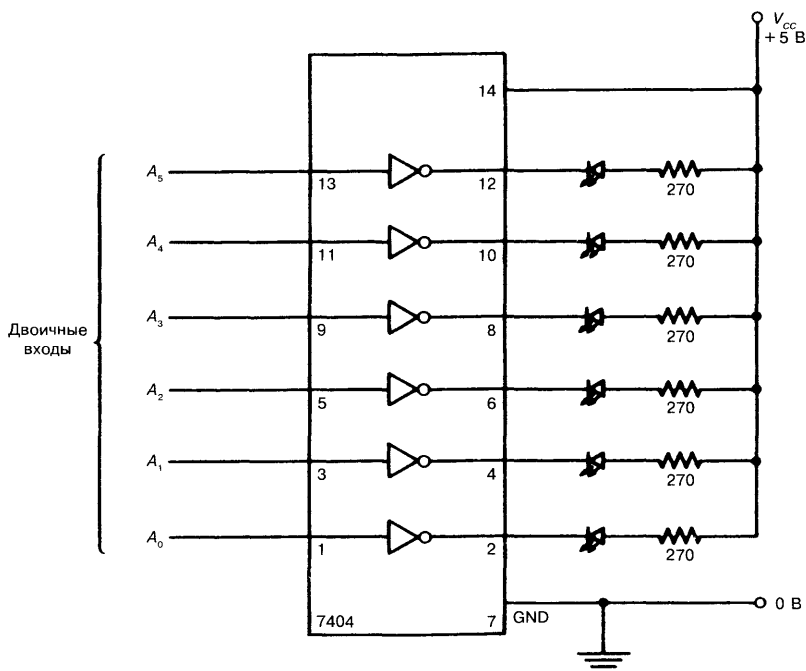


Рис. 13.37. Индикация 6-разрядного двоичного числа с помощью микросхемы, содержащей инверторы в качестве драйверов для светодиодов.

ние последовательностью нулей и единиц обременительно для человеческого мозга. Самым распространенными и удобными представлениями двоичных чисел являются *шестнадцатеричные* числа, для записи которых используется основание 16, а не основание 10, как это имеет место в десятичной системе счисления. Применение основания 16 означает, что шестнадцатеричное («hex») число представляется 4-разрядным двоичным числом как одна цифра. Единственным незнакомым аспектом шестнадцатеричной нумерации являются дополнительные символы, придуманные для десятичных чисел 10, 11, 12, 13, 14 и 15, так чтобы не было необходимости в переносе, пока числа меньше десятичного числа 16 (10 hex). В качестве дополнительных символов используют первые шесть букв латинского алфавита, как показано в табл. 13.1.

Таблица 13.1.

Двоичные числа	Десятичные	Шестнадцатеричные числа
0000	0	0
0001	1	1
0010	2	2
0011	3	3
0100	4	4
0101	5	5
0110	6	6
0111	7	7
1000	8	8
1001	9	9
1010	10	A
1011	11	B
1100	12	C
1101	13	D
1110	14	E
1111	15	F

Длинные двоичные числа можно просто разбить на группы по 4 бита и каждую группу преобразовать в соответствующую шестнадцатеричную форму. Другой способ, состоящий в десятичном представлении каждого бита соответствующей степенью 2 и последующем суммировании результатов, является очень трудоемким.

Удобство шестнадцатеричного представления демонстрируется на следующем примере 16-разрядного двоичного числа вместе с его шестнадцатеричным эквивалентом (числа такой разрядности используются в компьютерах):

$$0111101001011111 \equiv 7A5F \text{ (hex).}$$

Чтобы избежать путаницы с десятичными цифрами, обычно шестнадцатеричные числа помечаются некоторыми символами. Например, здесь шестнадцатеричные числа помечаются пятью принятыми способами:

$$\&H7A5F \ \&7A5F \ 7A5Fh \ \$7A5F \ 7A5F_{16}$$

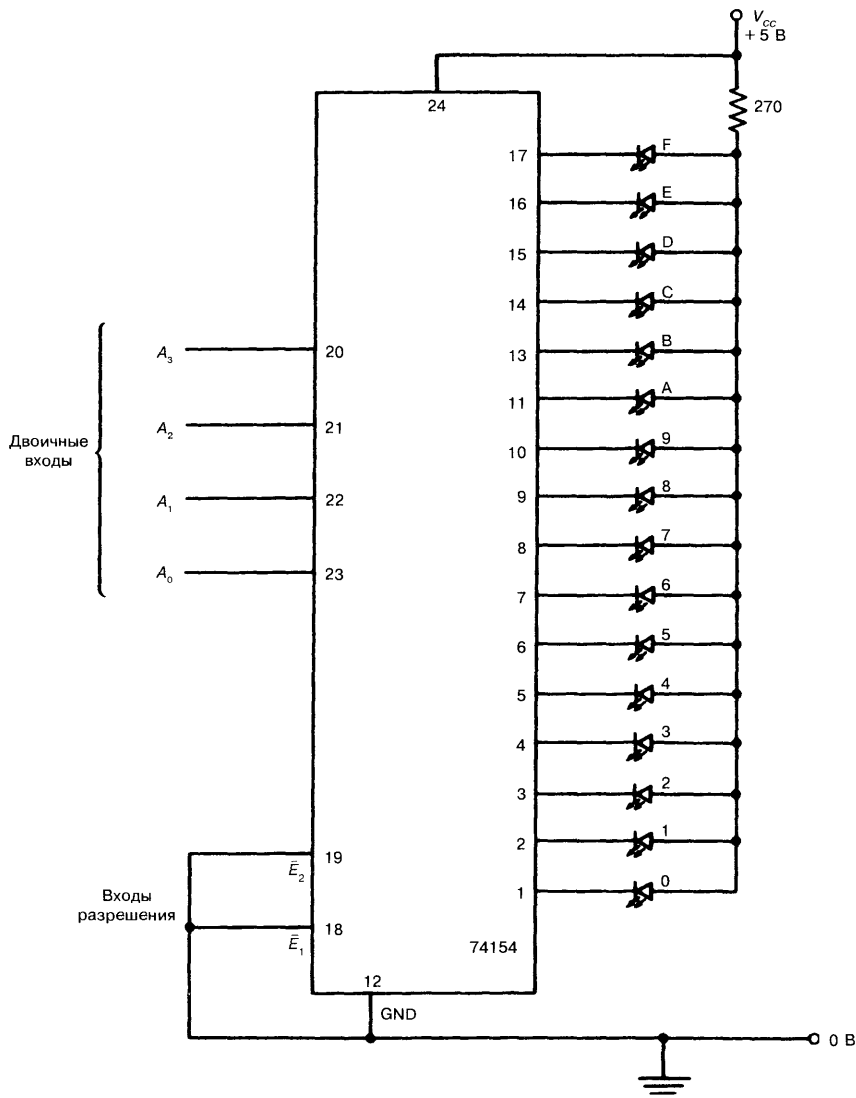


Рис. 13.38. Преобразование двоичного числа в шестнадцатеричное на основе дешифратора 4×16 (ИС74154).

Дешифрование 4-битных групп шестнадцатеричных чисел можно осуществить с помощью ИС 74154 (аналог 155ИДЗ. — *Примеч. перев.*), показанной на рис. 13.38, подключая к ней 16 светодиодов, помеченных символами 0—F, для индикации шестнадцатеричного эквивалента двоичного входного числа $A_3 A_2 A_1 A_0$. Нормально выходы ИС имеют высокий уровень и принимают низкий уровень, когда соответствующее двоичное число появляется на входе, позволяя, таким образом, току протекать через соответствующий светодиод. Входы «разрешения» $\bar{E}_2$ и $\bar{E}_1$ стробируют дешифратор, и на них можно подавать тактовые импульсы для предотвращения ложных срабатываний, которые могут возникнуть из-за неверных временных соотношений при счете и дешифровании. Стробирование позволяет избежать ложных выходных сигналов, если последующие логические схемы работают от выходных сигналов ИС 74154.

Для систем, работающих с двоично-десятичным представлением чисел, необходимо дешифровать только цифры от 0 до 9 (двоичные от 0000 до 1001). Эту операцию выполняет ИС 7442 (аналог 155ИД6. — *Примеч. перев.*) — компактный дешифратор, расположенный в корпусе с 16 выводами. ИС 7445 является аналогом ИС 7442, но с большим выходным током. Она имеет выход с *открытым коллектором* вместо обычного для ТТЛ-схем выходного каскада на двух транзисторах. Необычным здесь является то, что выходные транзисторы свободны от стандартного для ТТЛ-схем ограничения по питанию (5 В) и допускают напряжение питания до 30 В с максимальным током в режиме «ВКЛ», равным 80 мА; эти схемы удобны для работы с лампами и соленоидами. ИС 74LS145 (аналог 555ИД10. — *Примеч. перев.*) является маломощным вариантом ИС 7445, в которой сохранен выходной ток 80 мА и ограничена только величина максимально допустимого напряжения на выходных транзисторах, которая уменьшена с 30 до 15 В. Заметим, что эти схемы с открытым коллектором все же имеют ограничение на максимальную величину (+5 В) напряжения питания V_{CC} , которое подается на саму схему, и только нагрузку на выходе можно подключить к более высокому напряжению.

13.13.2. Семисегментные индикаторы и дешифраторы

Наиболее распространенными цифровыми индикаторами являются семисегментные. На рис. 13.39 показано, как с помощью различных комбинаций из семи сегментов отображаются числа от 0 до 9. Сегментами часто служат арсенид-галлиевые светодиоды.

Часто используемым типом семисегментного индикатора является жидкокристаллический индикатор. Жидкие кристаллы не излучают свет, но становятся непрозрачными, когда к ним прикладывается э.д.с. Эти индикаторы работают с чрезвычайно малыми токами, что делает их идеальными устройствами для цифровых часов, работающих от батарей, где требуется непрерывная индикация. Они, конечно, требуют внешней освещенности, чтобы сделать индикацию видимой, но это не является недостатком для часов.

Если необходимо, жидкокристаллические индикаторы могут подсвечиваться спереди или сзади для работы в условиях слабой освещеннос-

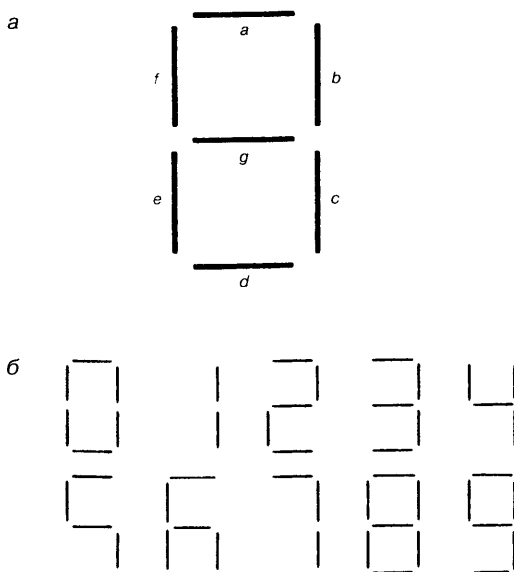


Рис. 13.39. Семисегментный цифровой индикатор:

a — обозначение сегментов; *б* — изображение цифр.

ти. Выпускаемые жидкокристаллические индикаторы имеют встроенную микросхему интерфейса для непосредственного подключения к компьютерным шинам данных или адреса (см. разд. 14.4). Их трудно использовать для различных экспериментов, которые мы проводим здесь, и поэтому мы применяем вполне доступные 7-сегментные индикаторы на светодиодах, для которых интерфейс просто реализуется на логических микросхемах.

В схеме дешифратора/формирователя, приведенной на рис. 13.40, применена микросхема 74LS247 (аналог 514ИД2. — *Примеч. перев.*). Последо-

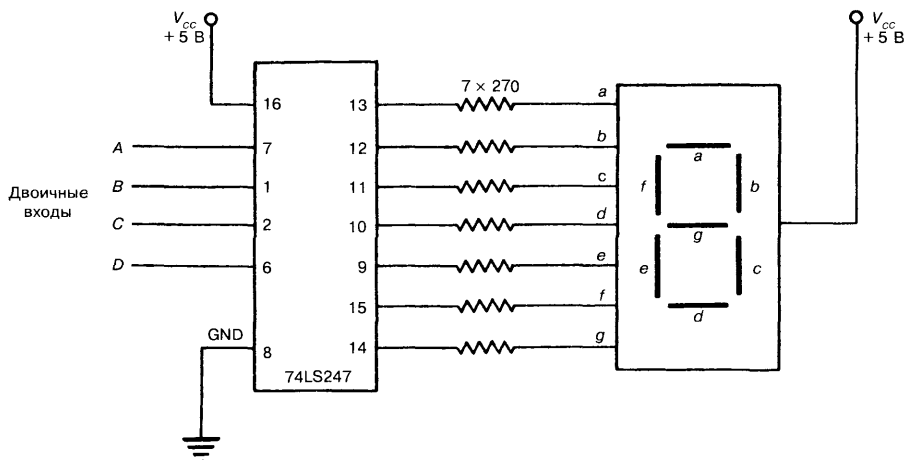


Рис. 13.40. Преобразователь (дешифратор) двоично-десятичного кода в семисегментный с подключенным светодиодным индикатором ИС74LS247. Нумерация выводов соответствует корпусу DIL с 16 выводами.

вательно со светодиодом каждого сегмента включен резистор с сопротивлением 270 Ом для ограничения тока: нельзя включить один общий резистор из-за переменной нагрузки, которая зависит от того, как много сегментов светятся. Индикатор можно погасить, подавая на двоичные входы ИС 74LS247 комбинацию 1111 или подавая логический 0 на отдельный вход гашения (вывод 4). Годится также микросхема дешифратора/формирователя 7447; она взаимозаменяема с ИС 74LS247, только в схеме 7447 опущены «хвостики» сверху и снизу у цифр 6 и 9.

13.13.3. Микросхема 74LS75 — триггер-защелка

Когда цифровой индикатор и дешифратор подключены непосредственно к счетчику, четкая индикация получается только при низкой скорости следования импульсов (<2 Гц). При много большей скорости счета изображение на индикаторе быстро изменяется, и это приводит к тому, что отдельные цифры «растворяются» в многоцифровом пятне.

Проблему можно решить, включая промежуточную память между счетчиком и дешифратором. Содержимое двоичного счетчика тогда запоминается по соответствующей команде и сохраняется для вывода на индикатор, пока счетчик продолжает считать следующую пачку импульсов. Обычно для этой цели применяется ИС 74LS75 (аналог 555TM7. — *Примеч. перев.*) — регистр-защелка с четырьмя D -триггерами: в этой ИС четыре двоичных цифры сохраняются столько времени, сколько необходимо (рис. 13.41).

Цифры со входов данных (D) передаются на выходы (Q), когда на тактовом входе присутствует логическая 1, и выходы Q повторяют входные данные до тех пор, пока тактовый сигнал имеет высокий уровень. Когда тактовый сигнал принимает низкий уровень (логический 0), цифры, присутствующие на входах данных на момент фронта тактового сигнала, сохраняются на выходах Q , пока тактовый сигнал снова не перейдет на высокий уровень.

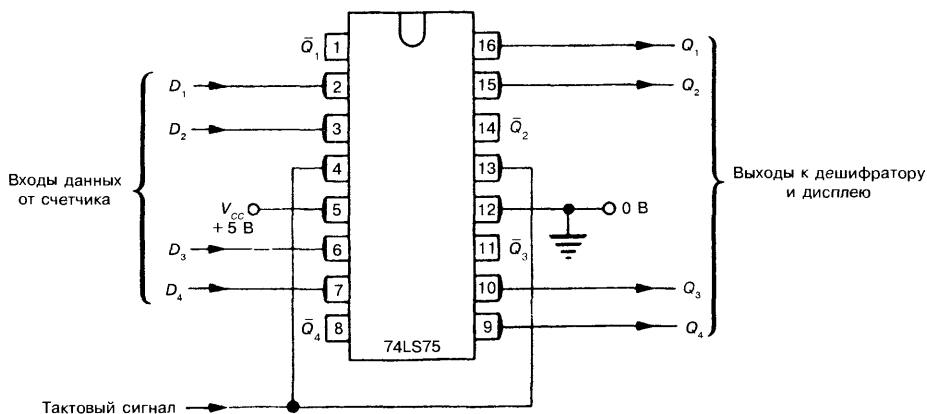


Рис. 13.41. Применение регистра-защелки 74LS75.

13.13.4. Мультиплексированные индикаторы

Многоцифровые индикаторы, на первый взгляд, кажутся громоздкими: при использовании отдельной схемы дешифратора для каждой цифры число подключений к сегментам индикатора велико. Чтобы решить эту проблему и связанный с ней вопрос стоимости, в большинстве таких индикаторов применено мультиплексирование: все соответствующие сегменты соединены параллельно, причем каждая цифра имеет свой собственный вывод общего анода или катода. Таким образом, выход семисегментного дешифратора можно установить на индикацию любой требуемой цифры. Многоразрядное число отображается последовательной индикацией цифр на следующих друг за другом индикаторах; инерция зрительного восприятия дает иллюзию одновременной индикации цифр. На рис. 13.42 показано подключение типичной индикатора на 4 цифры с общим анодом (RS 587-024). Переключающие транзисторы (BC 177 или ему подобный) подключают напряжение питания к аноду каждой цифры по очереди, а каждый транзистор открывается импульсом, синхронизованным с появлением соответствующего двоичного числа на выходах общего дешифратора и имеющим уровень логического нуля. Конечно, можно воспользоваться четырьмя отдельными семисегментными индикаторами с соединенными вместе анодами.

В индикаторе с большим числом цифр удобно перебирать разряды, соединяя шину выбора цифры (рис. 13.42) с выходами дешифратора, такого как 74154 (аналог 155ИДЗ. — *Примеч. перев.*). В этом случае применяется схема, изображенная на рис. 13.38, только выходы ИС подключены не к светодиодам, а к шине выбора на рис. 13.42. 4-разрядный двоичный счетчик, подключенный к входам дешифратора, будет тогда перебирать цифры с требуемой скоростью. Заметим, что индикатор каждой цифры теперь *адресуется* индивидуально путем ввода соответствующего ему двоичного числа на вход ИС 74154. Этот принцип адресации для активизации конкретно-

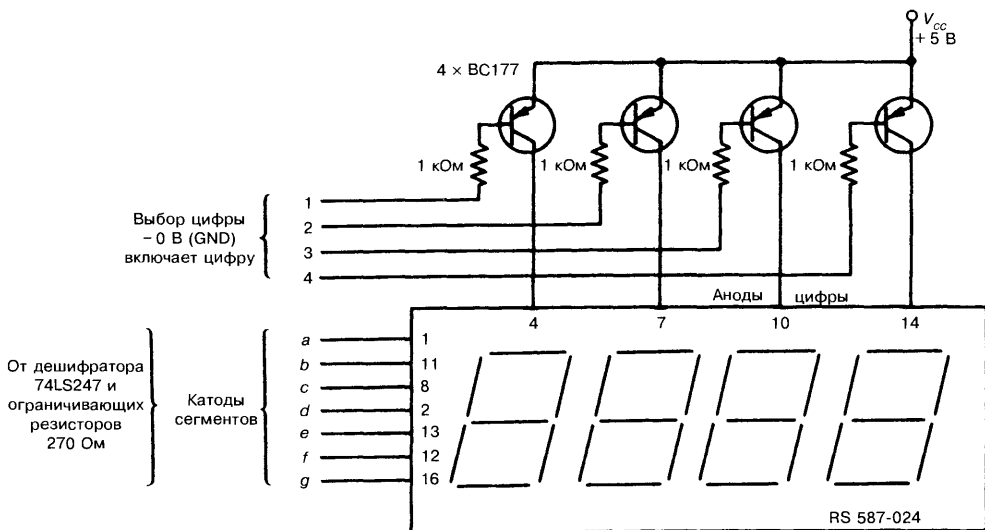


Рис. 13.42. Мультиплексированный индикатор на 4 цифры.

ASCII	Символ	ASCII	Символ	ASCII	Символ	ASCII	Символ
010 0000	пробел	011 0000	0	100 0000	@	101 0000	P
010 0001	!	011 0001	1	100 0001	A	101 0001	Q
010 0010	"	011 0010	2	100 0010	B	101 0010	R
010 0011	#	011 0011	3	100 0011	C	101 0011	S
010 0100	\$	011 0100	4	100 0100	D	101 0100	T
010 0101	%	011 0101	5	100 0101	E	101 0101	U
010 0110	&	011 0110	6	100 0110	F	101 0110	V
010 0111	'	011 0111	7	100 0111	G	101 0111	W
010 1000	(	011 1000	8	100 1000	H	101 1000	X
010 1001	)	011 1001	9	100 1001	I	101 1001	Y
010 1010	*	011 1010	:	100 1010	J	101 1010	Z
010 1011	+	011 1011	;	100 1011	K	101 1011	[
010 1100	,	011 1100	<	100 1100	L	101 1100	\
010 1101	-	011 1101	=	100 1101	M	101 1101	]
010 1110	.	011 1110	>	100 1110	N	101 1110	^
010 1111	/	011 1111	?	100 1111	O	101 1111	-

Рис. 13.43. Основные символы 7-разрядного двоичного кода ASCII (применен в интегральной схеме буквенно-цифрового индикатора/дешифратора 2416).

го устройства из некоторого количества устройств, включенных параллельно на одну связывающую всех шину данных, является фундаментальным принципом *шинной* организации вычислительной системы, который мы будем использовать в следующей главе.

В индикаторах часто применяется высокая степень интеграции, для того чтобы включить в одно устройство схемы дешифратора, формирователей, регистров-защелок и демультиплексора, а также сами светодиодные сегменты. Одной такой популярной схемой является ИС TSM2416 (RS 585-208), которая содержит четыре 16-сегментных индикатора, имеющих вид «взрывающейся звезды», способных индцировать весь алфавит, цифры и различные другие символы. Она имеет встроенную память и схемы адресации, позволяющие загружать данные для каждого символа всякий раз, когда требуется, совершенно независимо от процесса мультиплексирования светодиодов. ИС DLR2416 (RS 589-317) является подобным индикатором, но применяет матрицу 5×7 из светодиодных точек для формирования символов. Для букв, так же как и для цифр, используются стандартные двоичные коды; они составляют часть принятого международного 7-разрядного кода *ASCII*, который применяется практически во всех микроЭВМ (рис. 13.43).

13.14. Интегральный триггер Шмитта 7413

Для надежной работы всем логическим схемам и счетчикам требуются входные импульсы с малым временем нарастания и спада.

В промежуточной области между логическим 0 и логической 1 логическая схема фактически ведет себя как усилитель с большим коэффициентом усиления, и при этом она в значительной мере уязвима в отноше-

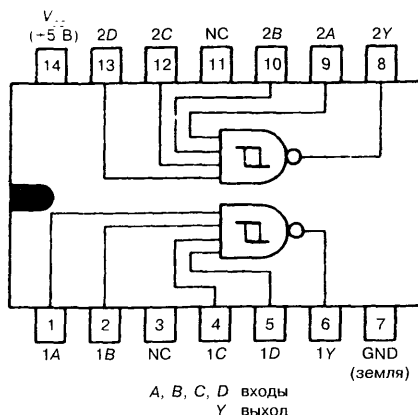


Рис. 13.44. Цоколевка интегрального сдвоенного триггера Шмитта 7413.

нии шумов и нестабильности. Быстрое нарастание и спад входного сигнала означают, что логический элемент находится в критической области только в течение короткого интервала времени и тем самым уменьшается вероятность ложных срабатываний. На практике для достижения оптимальной невосприимчивости к шумам требуется, чтобы длительность фронта логического сигнала была меньше 50 нс. Одним из решений является применение компаратора с положительной обратной связью, приводящей к гистерезису (подразд. 11.17.2). Однако в большинстве случаев простейшее решение обеспечивается применением триггера Шмитта (ИС 7413) в LS- или HC-исполнении.

Цоколевка ИС 7413 (аналог 155ТЛ1. — *Примеч. перев.*), приведенная на рис. 13.44, показывает, что эта микросхема содержит два идентичных триггера Шмитта: каждая схема реализует логическую функцию 4И-НЕ, но благодаря действию положительной обратной связи пороговые уровни для входных сигналов, изменяющихся в положительном и отрицательном направлениях, различны. Типичное значение порога при нарастании сигнала составляет величину 1,7 В, а для спадающего сигнала порог равен 0,9 В. Этот гистерезис с шириной петли, примерно равной 0,8 В, обеспечивает быстро изменяющийся, не дрожащий выходной сигнал даже при медленном изменении входных сигналов. Если уж сигнал на выходе логической схемы начинает изменяться, то положительная обратная связь гарантирует, что смена логического состояния завершится быстро и без влияния шумов на входе.

Высокочастотные шумы часто присутствуют в сигналах, с которыми приходится иметь дело в промышленном оборудовании. Если эти сигналы подаются на цифровые логические схемы, то шумы необходимо удалить: этого можно достичь, включая фильтр нижних частот с последующим восстановлением импульсов схемой 7413 для получения ТТЛ-совместимой формы сигнала (рис. 13.45). Оптимальная величина емкости конденсатора в фильтре зависит от природы шума и частоты следования импульсов; здесь может потребоваться некоторый эксперимент.

Если с помощью RC-цепи охватить триггер Шмитта обратной связью, то он превратится в гибкий генератор импульсов, работающий в широком

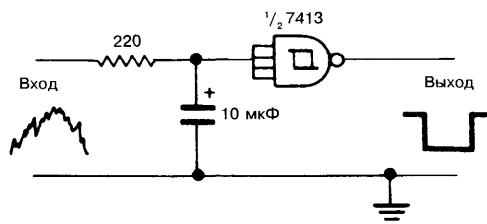


Рис. 13.45. Применение триггера Шмитта в качестве интерфейса интегральных логических схем при работе с зашумленными сигналами.

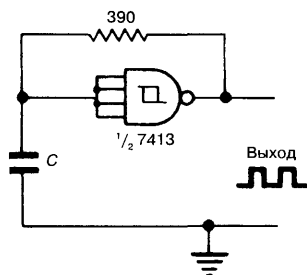


Рис. 13.46. Простой генератор импульсов для логических схем.

диапазоне частот (рис. 13.46). Этот генератор имеет, конечно, ТТЛ-совместимый выход и может применяться в качестве тактового генератора в любой простой логической схеме. При сопротивлении резистора обратной связи, равном 390 Ом, как показано на рисунке, частота выходного сигнала определяется из приближенного равенства:

$$f \approx \frac{2000}{C} \text{ Гц},$$

где C выражено в микрофарадах. Выход можно стробировать, выделяя для этого один или большее число входов из имеющихся четырех: подключение одного из входов к земле (0 В) прекращает работу генератора.

Чтобы удовлетворить требованиям как по входу, так и по выходу, сопротивление резистора обратной связи не должно выходить за пределы ограниченного диапазона допустимых значений, в случае ИС 74НС13 для точной подстройки частоты величину сопротивления можно изменять от 330 до 470 Ом. ИС 7413 допускает заметно более широкий диапазон значений этого сопротивления, вплоть до нескольких мегаом.

13.15. Ждущие мультивибраторы и таймеры

13.15.1. Вступление

Одной из самых распространенных электронных схем является схема временной задержки. Может потребоваться «растянуть» короткий импульс, скажем длительностью 10 мкс, до 30 мс для того, чтобы управлять реле. Таймер можно запустить *стартовым* импульсом и потребовать выдать *стоп*-импульс спустя фиксированный интервал времени. Эти функции легко реализуются ждущим мультивибратором и таймером в интегральном исполнении.

13.15.2. Интегральная схема

ждущего мультивибратора 74121

ИС 74121 (аналог 155АГ1. — *Примеч. перев.*) является ТТЛ-вариантом ждущего мультивибратора, рассмотренного в разд. 12.6. С приходом входного запускающего импульса напряжение на выходе Q переходит с низкого уровня



a — схема включения ИС; *б* — таблица функционирования. Стрелочки указывают, каким фронтом осуществляется запуск.

Чтобы воспользоваться возможностью, предоставленной схемой И-НЕ со входами $A1$ и $A2$, напряжение на всех трех входах первоначально должно соответствовать логической 1; изменение напряжения на одном из входов $A1$ или $A2$ или на обоих входах на логический 0 приводит к запуску ждущего мультивибратора: запуск невозможен, если на входе B поддерживается логический 0. Триггер Шмитта, включенный на входе B , может быть очень полезен для надежного запуска от импульсов с пологими фронтами. Этот режим обеспечивается в том случае, когда на входах $A1$ или $A2$ присутствует логический 0, а на входе B действует положительный запускающий импульс; наличие на обоих входах $A1$ и $A2$ логической 1 запрещает запуск по входу B . Условия переключения сведены в таблицу на рис. 13.47; направление стрелок показывает, каким фронтом запускается мультивибратор.

Длительность импульса определяется тем же соотношением, что и для ждущего мультивибратора на дискретных компонентах, то есть:

$$t = RC \ln 2 \approx 0,7RC. \quad [(12.8)]$$

Допустимые значения сопротивления R лежат в пределах от 1,4 до 40 кОм, а емкость C можно выбрать в диапазоне от 10 пФ до 1000 мкФ, получая при этом длительность импульса до 28 с.

На рис. 13.48 приведены три распространенных применения ИС 74121. На рис. 13.48, *а* показана схема расширения импульса; в ней короткий импульс на входе *B* запускает мультивибратор своим нарастающим фронтом.

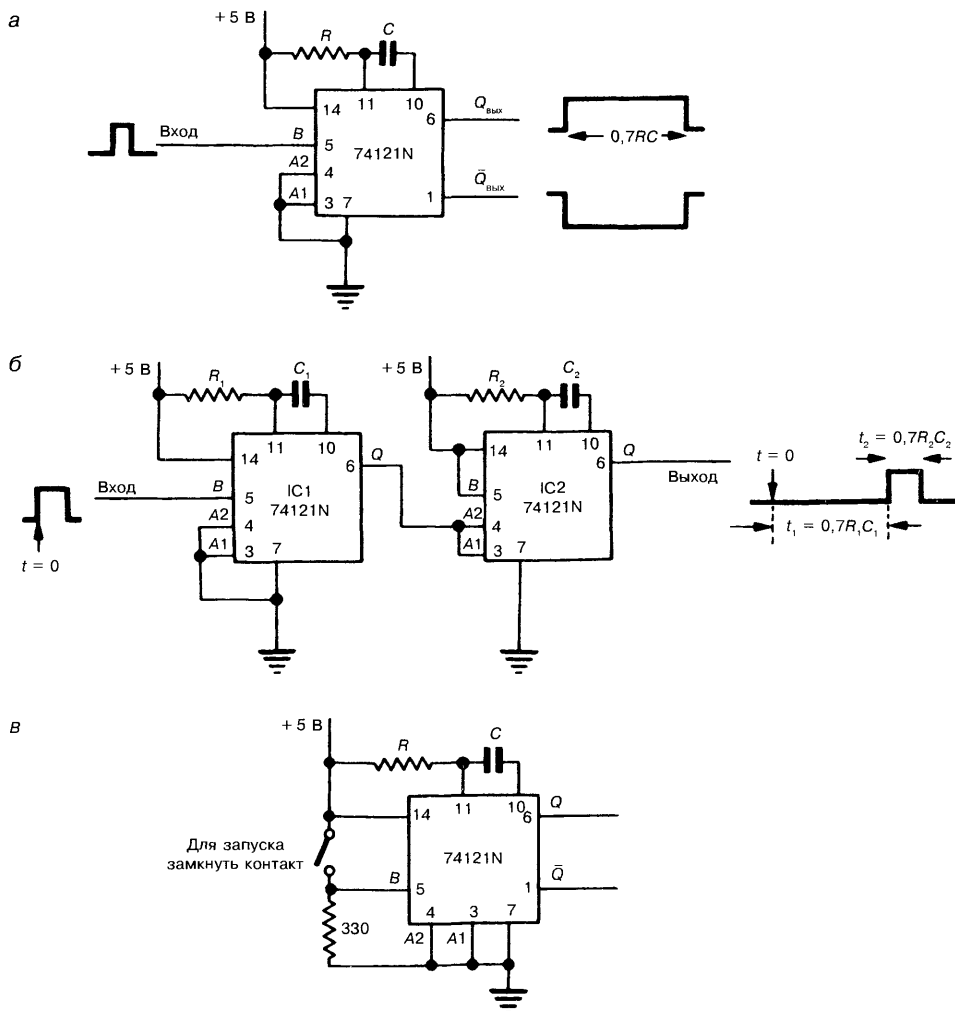


Рис. 13.48. Некоторые применения ждущего мультивибратора 74121:

а — расширитель импульса; б — схема задержки импульса; в — ручной запуск.

Соответствующий импульс на выходе Q имеет длительность $0,7RC$. Любой следующий импульс, приходящий до того, как на выходе восстановится состояние логического 0, будет проигнорирован: ИС 74121 не является перезапускаемым мультивибратором. Возможностью перезапуска обладает ждущий мультивибратор 74122, который может обеспечить очень длинные выходные импульсы благодаря перезапуску через интервал времени, меньший чем $t = 0,7RC$. ИС 74122 и ее вдвоенный вариант ИС 74123 (аналог 155АГЗ. — Примеч. перев.) можно применять для преобразования группы коротких импульсов в непрерывный сигнал с высоким логическим уровнем, выбирая величину t больше, чем период следования импульсов. Достоинство вдвоенного перезапускаемого ждущего мультивибратора 74НС123, который является КМОП-схемой, состоит в том, что у нее нет верхнего предела на величину времязадающего резистора R .

В схеме, приведенной на рис. 13.48, б, для задержки поступающего импульса применен сдвоенный ждущий мультивибратор 74121. Входной импульс нарастающим фронтом запускает ИС1, формирующую импульс длительностью t_1 , по окончании которого напряжение на выходе Q становится низким. Этот задержанный падающий фронт запускает ИС2 по входу A , и на выходе этой схемы появляется импульс длительностью t_2 . Соответствующим выбором R_1 и C_2 можно сделать длительность выходного импульса равной длительности входного импульса, но он будет задержан на время t_1 . Без внешних времязадающих компонентов (R_{int} подключен к V_{CC}) длительность выходного импульса обычно получается равной 30 нс, и этим импульсом можно воспользоваться в качестве сигнала сброса счетчика.

Другим полезным применением ждущего мультивибратора является интерфейс между кнопками клавиатуры и цифровой схемой. Здесь можно применить схему, показанную на рис. 13.48, в: вход B через резистор с сопротивлением 330 Ом соединен с землей, а между источником питания +5 В и этим входом включен нормально разомкнутый контакт. Замыкание кнопки вызывает нарастающий перепад напряжения, необходимый для запуска мультивибратора: любая раздробленность импульса от кнопки игнорируется в результате действия триггера Шмитта и невозможности перезапуска схемы. Длительность выходного импульса следует установить равной по меньшей мере 20 мс, чтобы избежать нежелательных перезапусков из-за дребезга контакта.

Хотя ждущий мультивибратор может быть полезным инструментом при конструировании и во многих случаях обеспечивает решение проблем временных соотношений «кратчайшим путем», применение его в профессиональной цифровой аппаратуре в общем случае не приветствуется. Это связано с «аналоговым» характером его работы и невысокой точностью его временных параметров, что может вызвать определенные проблемы в системах, критичных по отношению к временным соотношениям; например, микросхема, помещенная в качестве замены при ремонте, может сформировать временной интервал, отличающийся от первоначального, и нарушить работу схемы в целом. Цифровые системы предпочтительно создавать работающими от общего синхронизирующего тактового сигнала, а применений ждущего мультивибратора в схемах, критичных в отношении временных соотношений, следует избегать.

13.15.3. Интегральный таймер 555

ИС 555 (аналог 1006ВИ1. — *Примеч. перев.*), выпускаемая многими фирмами, производящими полупроводниковые приборы, является аналоговым таймером, который хорошо работает со многими цифровыми схемами. Когда ИС 555 работает с источником питания +5 В, она совместима с логическими интегральными схемами. Однако таймер надежно работает также с источниками питания до +15 В и обеспечивает выходной ток (втекающий или вытекающий) величиной 200 мА, так что к нему вполне можно подключать реле или лампы. На рис. 13.49, а приведена цоколевка ИС 555 в корпусе DIL с 8 выводами, назначение которых указано на блок-схеме (рис. 13.49, а). На этом же рисунке показано включение внешних времязадающих компонентов: резистора R_T и конденсатора C_T .

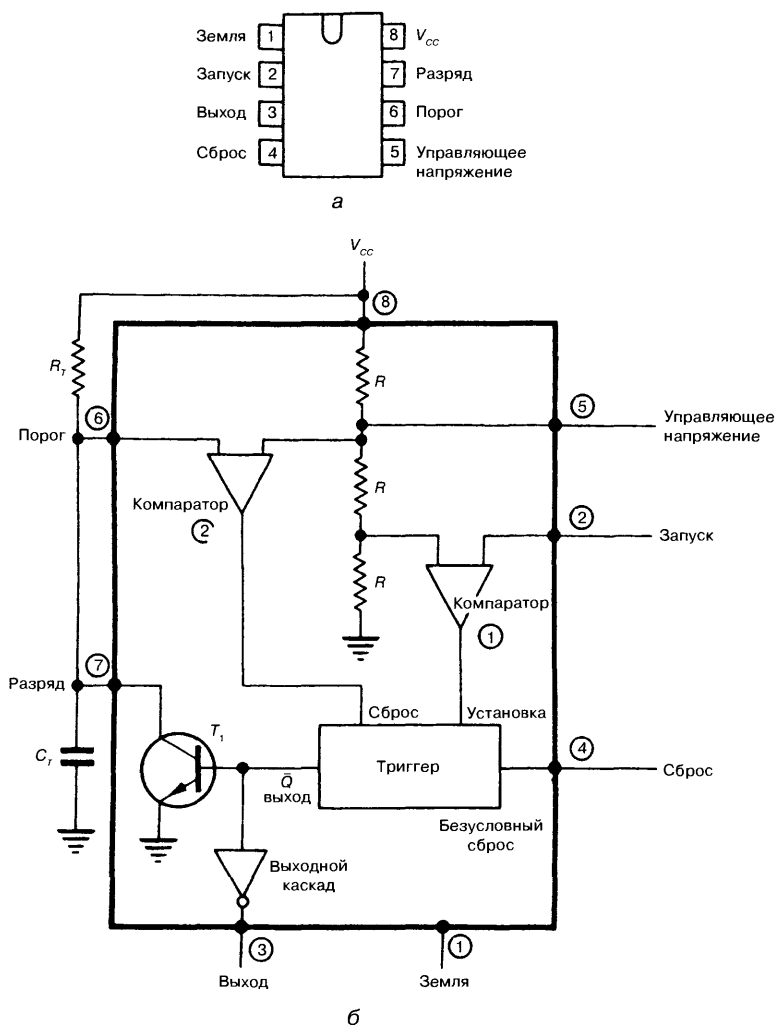


Рис. 13.49. Таймер 555:

а — цоколевка микросхемы; б — блок-схема.

Основой схемы является триггер с входами установки и сброса, управляемый компараторами. В режиме покоя выход триггера $\bar{Q}$ имеет высокий уровень, так что времязадающий конденсатор C_T замкнут транзистором T_1 ; сигнал на выходе таймера при этом имеет низкий уровень, поскольку инвертируется выходным каскадом.

На входе запуска внутренней цепью поддерживается высокий уровень, а запуск осуществляется спадающим входным перепадом: когда напряжение на входе запуска падает до величины $V_{CC}/3$, компаратор 1 изменяет свое состояние и устанавливает триггер в состояние 1. Выход $\bar{Q}$ принимает низкий уровень, в результате чего на выходе таймера устанавливается высокий уровень напряжения и запирается транзистор T_1 , что позволяет времязадающему конденсатору C_T начать заряжаться через резистор R_T . Заряд продолжается до тех пор, пока разность потенциалов на C_T не поднимется

до напряжения $V_{CC}/3$, когда компаратор 2 сбросит триггер: транзистор T_1 при этом снова открывается, разряжая конденсатор C_T , чтобы подготовить схему к следующему импульсу запуска. Если, однако, напряжение на входе запуска продолжает оставаться ниже уровня $V_{CC}/3$ к концу формируемого временного интервала, триггер не будет сброшен и уровень напряжения на выходе останется высоким до тех пор, пока триггер не будет освобожден. Вывод 4 является входом безусловного сброса, который можно заземлить на короткое время для прекращения работы схемы в любой точке временного цикла. Длительность формируемого временного интервала можно рассчитать, используя обычное соотношение для заряда конденсатора с постоянной времени RC :

$$V = V_0 \left(1 - \exp \frac{-t}{CR} \right).$$

В нашем случае $V_0 = V_{CC}$, и мы хотим найти величину t , при которой $V = \frac{2}{3} V_{CC}$:

$$\frac{2}{3} = 1 - \exp \frac{-t}{C_T R_T};$$

$$\exp \frac{-t}{C_T R_T} = \frac{1}{3},$$

поэтому

$$t = C_T R_T \ln 3$$

или

$$t = 1,1 C_T R_T.$$

Следовательно, временной интервал, формируемый ИС 555, на 10 % больше постоянной времени $R_T C_T$. Максимальное значение сопротивления резистора R_T является величиной порядка 10 МОм и ограничено внутренним током утечки. Ограничения же на величину C_T теоретически нет: правда, величина постоянной времени с электролитическим конденсатором большой емкости ограничена внутренней утечкой. Надежные задержки около одного часа получаются при $C_T = 1000$ мкФ и $R_T = 3,3$ МОм. ИС 7555 является КМОП-вариантом рассмотренной схемы и позволяет использовать еще большие сопротивления R_T (до 100 МОм), длительность сформированного временного интервала может составлять многие часы.

На рис. 13.50, а показана ИС 555, запускаемая кнопочным переключателем и управляющая работой реле. Здесь реле находится под напряжением, когда пусковая кнопка SW1 замыкается на короткое время для запуска таймера. Кроме обычного демпфирующего диода, включенного параллельно катушке реле, диод, включенный последовательно на выходе, позволяет избежать попадания отрицательной обратной э.д.с. на таймер, поскольку это может нарушить его работу. Резистор с сопротивлением 4,7 кОм в цепи запуска ограничивает входной ток, этот резистор следует также включить в

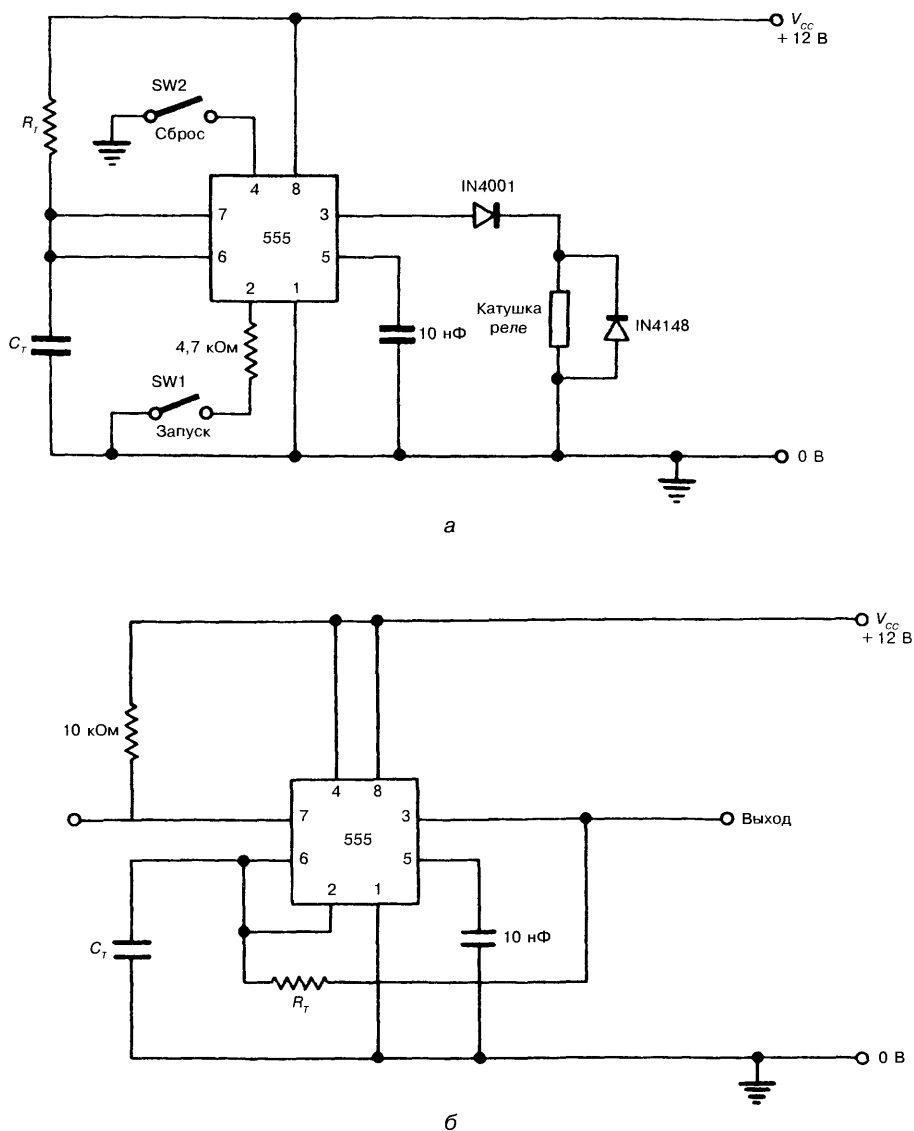


Рис. 13.50. Варианты применения таймера 555:
а — схема таймера; б — самовозбуждающийся мультивибратор.

том случае, когда таймер запускается от ТТЛ-схемы. Обычно к выводу 5 подключают, как показано на рисунке, развязывающий конденсатор емкостью 10 нФ: он уменьшает шумы на входе опорного напряжения компаратора 2.

На рис. 13.50, б показана удобная схема самовозбуждающегося мультивибратора, находящая широкое применение от источников напряжения для проблесковых ламп до тональных генераторов. Времязадающий резистор R_T подключен не к источнику питания с напряжением V_{CC} , а к выходному выводу 3. Конденсатор C_T отключен от транзистора, через который он разряжается, а вместо этого подключен ко входу запуска (вывод 2). Как и

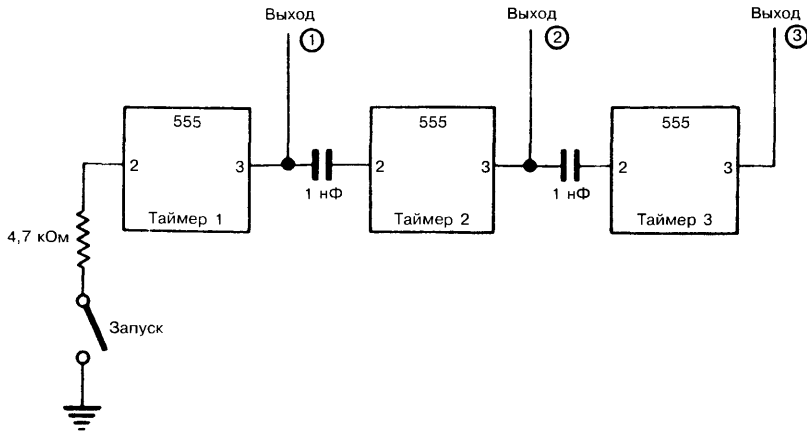


Рис. 13.51. Формирование следующих один за другим временных интервалов с помощью последовательно включенных таймеров 555.

прежде, конденсатор C_T заряжается до напряжения $2V_{CC}/3$, при котором триггер сбрасывается, так что напряжение на выходе падает до уровня 0 В. Теперь вместо того, чтобы быстро разрядиться через транзистор T_1 , конденсатор C_T разряжается через резистор R_T , пока напряжение на нем не достигнет величины $V_{CC}/3$, при которой по входу запуска в триггер снова запишется логическая 1. В результате получаем симметричный прямоугольный сигнал с 50 %-ным рабочим циклом и частотой следования

$$f = \frac{1}{1,4C_T R_T}.$$

Для получения сложных последовательностей таймеры 555 можно включить последовательно. На рис. 13.51 показано, как следующий таймер запускается выходным сигналом предыдущего таймера через конденсатор емкостью 1 нФ. Для такого применения удобно воспользоваться ИС 556, которая содержит два таймера, идентичных ИС 555, в одном корпусе с 14 выводами.

Еще более компактные ИС 553 и 554 содержат даже по четыре таймера в одном корпусе с 16 выводами.

13.16. Мультиплексоры данных

Очень важной процедурой в цифровых системах является операция, обеспечивающая подачу данных в нужные места. Например, если нужно сложить числа, имеющиеся на выходах двух регистров, то нам следует обеспечить подключение выходов этих регистров к входам сумматора для выполнения данной конкретной операции. В другой раз нам могут понадобиться входы сумматора для работы с некоторыми совершенно другими сигналами, скажем, с выходов двух счетчиков. Такая процедура *выбора данных* эквивалентна переключению на много направлений и называется *мультиплексированием* (часто используется аббревиатура MUX).

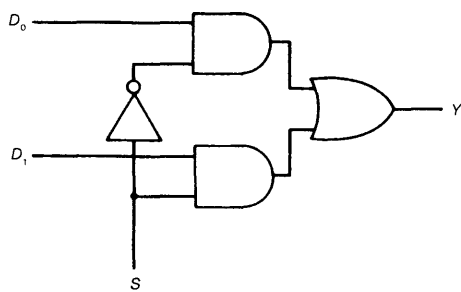


Рис. 13.52. 2-входовый селектор данных (мультиплексор).

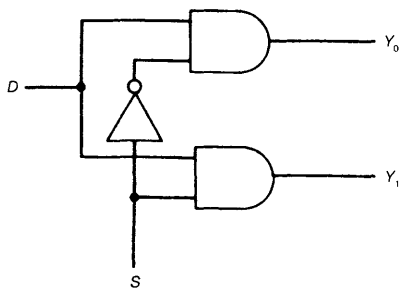


Рис. 13.53. Демультимплексор на 2 направления.

На рис. 13.52 показано, как можно воспользоваться простыми логическими схемами для выбора одного из двух входов для подключения к одной сигнальной линии. Когда напряжение на входе выбора канала S имеет низкий уровень, сигнал с входа D_0 поступает на выход Y , поскольку логическая схема И разблокирована; когда на входе S высокий уровень, то на выходе появляется сигнал со входа D_1 .

Демультимплексирование, как это следует из названия, является обратной операцией, применяемой для переключения одного входа данных в несколько различных мест. Снова двунаправленное переключение можно осуществить простыми логическими схемами И (рис. 13.53). Данные со входа D передаются на выход Y_0 при низком уровне напряжения на линии выбора канала S и на выход Y_1 при высоком уровне напряжения на входе S .

В процессе мультиплексирования и демультимплексирования, как правило, участвуют более двух источников и потребителей данных, и для этой цели выпускаются специальные микросхемы. На рис. 13.54 приведен интегральный мультиплексор 8 на 1 (ИС 74НС151), который является реализацией в логическом варианте однополюсного переключателя на 8 направлений, где положение переключателя определяется двоичным числом на входах выбора направления $S_2 S_1 S_0$, а выход берется с подвижного контакта переключателя. На единственном выходе Y появляются данные с одного из выбранных входов $D_0 \div D_7$. Имеется также интегрированный выход $\bar{Y}$. Если на выходе не нужен сигнал ни одного из входов, то на разрешающий вход $\bar{E}_1$, который на рисунке показан подключенным к земле, подается высокий уровень.

На рис. 13.55 показано, как можно демультимплексировать сигнал из единственной линии на 8 выходов, применяя ИС 74НС138, которая подобна однополюсному переключателю на 8 направлений с входным сигналом, поданным на подвижный контакт. Черта в обозначении входа данных $\bar{E}_1$ указывает на то, что сигнал на этом входе имеет *активный низкий уровень*, и это устройство учитывается на выходах $Y_0 \div Y_7$, где также производится инвертирование. Окончательный результат состоит в отсутствии инверсии при демультимплексировании, но следует отметить, что невыбранные выходы имеют высокий уровень напряжения, а не низкий, как можно ожидать у простого поворотного переключателя. У схемы имеются также дополнительные входы разрешения $\bar{E}_2$ (низкий активный уровень) и E_3 (высокий активный уровень).

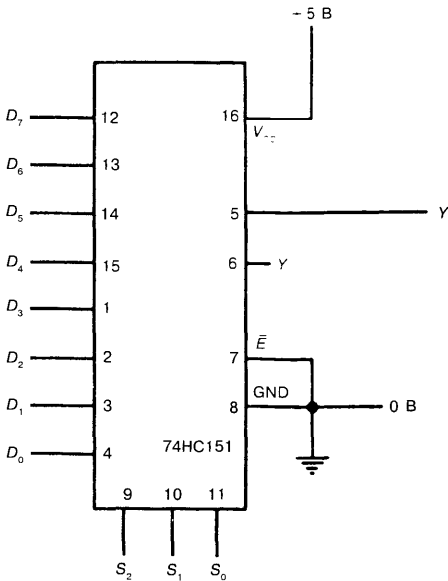


Рис. 13.54. Мультиплексор 8 на 1 — ИС 74HC151.

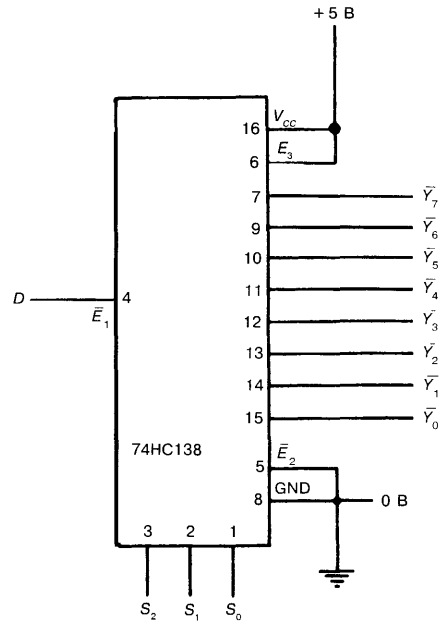


Рис. 13.55. Демультимплексор 1 на 8 — ИС 74HC138.

Хотелось бы обратить внимание на то, что процедура демультиплексирования очень похожа на дешифрование двоичных чисел: возвращаясь к рис. 13.38, видим, что ИС 74154 можно применить в качестве демультиплексора 1 на 16, отключив вход $\bar{E}_1$ от земли и используя его как вход данных.

13.17. Соединение логических схем

13.17.1. Общие предостережения

Разработка логических устройств требует внимания как к теории, так и к практике. В созданной системе из логических элементов, а также блоков, выполняющих арифметические функции, счетчиков и т. д., должны выполняться не только требуемые в принципе операции, но, кроме того, все микросхемы должны быть соответствующим образом соединены друг с другом. Другими словами, каждая логическая схема должна выдерживать нагрузку, образуемую подключенными к ней следующими схемами. В некоторых конструкциях необходимо продумать, сколько входов логических схем мы можем подключить к одному выходу, не перегружая его. Численное значение этой величины определяется *нагрузочной способностью* логической схемы. Один выход ТТЛ-схем имеет, как правило, нагрузочную способность, равную 10, то есть его можно нагрузить входами 10 схем той же серии. ТТЛШ-схемы имеют нагрузочную способность, равную 24 для схем из этой же серии и только 6 для входов «стандартных» ТТЛ-схем.

Поскольку микросхемы серии 74НС00 с полевыми транзисторами на входе имеют пренебрежимо малый входной ток при постоянном напряже-

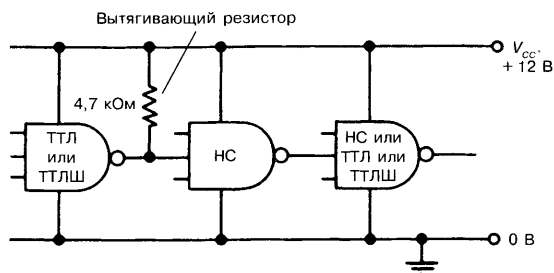


Рис. 13.56. Соединение между логическими схемами серий ТТЛ и НС.

нии, можно предположить, что любой выход обеспечивает почти бесконечную нагрузочную способность для входов микросхем серии НС. Однако нужно принять во внимание общую емкость на выходе, которая заряжается и разряжается при переключениях с большой частотой. Способность схемы обеспечить на выходе ток величиной 4 мА ограничивает сверху величину емкости на фиксированной частоте, и разработчик может легко вычислить значение этой емкости. Каждый вход у схем серии НС имеет емкость около 4 пФ, и к ней следует добавить емкость соединений, например емкость дорожек при печатном монтаже.

Выход схем НС-серии можно нагрузить 10 входами ТТЛШ-схем или 2 входами ТТЛ-схем. Удивительно, что выходы ТТЛ- и ТТЛШ-схем нуждаются в небольшой помощи, когда работают на входы НС-схем. Чтобы получить на выходе напряжение нужного уровня, выход ТТЛ-схемы следует соединить с источником питания V_{CC} через *вытягивающий* резистор с сопротивлением 4,7 кОм, как показано на рис. 13.56. Для совокупности из нескольких выходов изящным решением такого вытягивания является применение резисторных сборок, содержащих 4, 8 или больше резисторов, расположенных в корпусе с выводами в один ряд (SIL).

Можно избежать применения вытягивающих резисторов, применяя специальную серию КМОП-схем 74НСТ, которая специально рассчитана на непосредственное подключение к ТТЛ-схемам. Полезно также отметить, что при применении логических схем серии 74LVT с напряжением питания 3,3 В используются гибридные КМОП/ТТЛ-схемы, дающие возможность состыковывать ИС упомянутой серии с 5-вольтовыми ТТЛ-схемами.

13.17.2. Подключение логических схем и их эксплуатация

1. Для минимизации чувствительности к помехам нужно, чтобы время нарастания и спада информационных импульсов было меньше 50 нс. Применяйте триггеры Шмитта (ИС 7413 или 74НС13) в качестве устройства сопряжения, если сигналы имеют пологий фронт.

2. Разумно работать в пределах нагрузочной способности логических схем, иначе логические уровни подходят слишком близко к области неопределенных значений. Особое внимание следует уделить линиям тактовых сигналов, которые нагружены большим числом логических схем. Здесь может быть полезна ИС 7437 (аналог 155ЛА12. — *Примеч. перев.*), содержа-

шая буферные схемы И-НЕ; к этой ИС можно безболезненно подключать до 60 входов ТТЛШ-схем.

3. Для надежной работы логической схемы и счетчика длительность информационных импульсов должна быть не менее 30 нс.

4. Максимальная длина проводов, подключенных к выходу триггера или счетчика, не должна превышать 400 мм (100 мм для схем 74АС). Задержанные импульсы, вызванные отражениями в более длинных соединениях, могут нарушить работу триггера. Строго говоря, этот критерий следует принять для выходов всех логических схем, хотя и с большей длиной соединений схемы работают удовлетворительно, если эти соединения проходят вблизи заземленных шасси (заземленной плоскости). Линии длиной 500 мм или больше следует проводить вместе с заземленным проводом скрученной парой или коаксиальным кабелем, но при этом ток источника сигнала должен быть достаточным для перезаряда емкости линии. Могут оказаться полезными резисторы на концах линии, позволяющие избежать отражений и, следовательно, многократного распространения импульса. Эксперименты с резисторами, имеющими сопротивление величиной $150 \div 470$ Ом и подключенными к земле (0 В) и к источнику питания V_{CC} , часто оказываются стоящими затраченного времени.

5. Неиспользованные входы логических схем ИЛИ-НЕ следует включить параллельно с используемыми, или, если это вызывает проблемы с нагрузочной способностью, их можно соединить с землей.

6. Неиспользованные входы логических схем И-НЕ следует включить параллельно с используемыми или подключить к источнику питания V_{CC} . Полезной предосторожностью является включение резистора с сопротивлением 1 кОм последовательно с одним из таких входов, подключаемых к V_{CC} . В случае, когда напряжение поднимается или источник питания дает бросок напряжения, резистор ограничивает входной ток пробоя безопасной величиной, и схема не разрушается. Эта мера предосторожности применяется также на входах установки и сброса триггеров и счетчиков. К одному резистору с сопротивлением 1 кОм можно подключить до 25 входов.

7. Законченную схему следует электрически экранировать, помещая в металлическую коробку. Коробочки, сделанные литьем под давлением, удобны для небольших устройств, в то время как для более крупных логических устройств защитой может служить стальной или алюминиевый корпус измерительного прибора.

13.17.3. Источники питания

1. Напряжение источника питания для ТТЛ-схем фиксировано и равно $5 \pm 0,25$ В. КМОП-схемы 74НС и 74АС работают с напряжением питания в диапазоне от 2 до 6 В, но если они работают совместно с ТТЛ-схемами, то должны иметь напряжение питания 5 В. Полный размах пульсаций не должен превышать 5 %. Этим требованиям легко удовлетворить, применяя интегральные схемы стабилизаторов с фиксированным напряжением стабилизации, такие как L005, 7805 или LM309 (см. рис. 9.32). Помните, что нужно учитывать допустимый выходной ток стабилизатора, поскольку даже относительно небольшие логические системы могут потреблять ток в не-

сколько сотен миллиампер. В качестве грубой оценки можно принять, что большинство простейших логических элементов с диодами Шотки потребляют ток от 2 до 3 мА на один корпус интегральной схемы, в то время как счетчики и регистры с диодами Шотки потребляют, как правило, 10—30 мА на корпус.

2. Крутой подъем и спад логических сигналов требуют быстрого заряда и разряда паразитной емкости, что вызывает кратковременное повышение потребляемого от источника питания тока. Кроме того, присутствует незначительное «перекрытие проводимости» двух транзисторов в выходном каскаде, так что при смене логического уровня происходит дополнительное кратковременное возрастание потребляемого тока. Таким броскам тока нельзя позволить распространяться вдоль земляной шины или шины питания, поскольку возникающие помехи могут нарушить работу логического элемента где-нибудь в другом месте. Решение состоит в развязке источника питания 5 В на землю у каждого корпуса ИС с помощью керамического конденсатора емкостью 100 нФ, который обладает очень малым (реактивным) сопротивлением на высоких частотах. Источником зарядов при возрастании тока является, таким образом, местный развязывающий конденсатор, а не основная шина, идущая от источника питания. Чтобы нарушить регулярность цепочки развязывающих конденсаторов и не допустить возникновения в ней высокочастотного резонанса, распространенной практической мерой является включение электролитических конденсаторов емкостью 22 мкФ примерно через каждые 10 корпусов ИС.

Часто применяется многослойный печатный монтаж. Он предусматривает отдельные слои для шины V_{CC} и шины 0 В (земля) для достижения гарантированно малого сопротивления шины питания.

3. Часто электрические помехи попадают через сетевой источник питания. Рекомендуются поставить собственный сетевой заграждающий фильтр и сетевые входы источника питания экранировать. Такие фильтры состоят из специальных индуктивностей с малой емкостью и керамических конденсаторов, что приводит к ослаблению порядка 30 дБ в частотном диапазоне от 500 кГц до 100 МГц. Действующий в настоящее время строгий стандарт электромагнитной совместимости (ЭМС) делает необходимым применение сетевых фильтров в большинстве приборов.

13.18. Эмиттерно-связанная логика

Мы видели, что высокой скорости работы логических схем можно достичь, если не допускать насыщения переключающихся транзисторов, поскольку при работе в этом режиме восстановление происходит медленно из-за накопления заряда. В ТТЛ-схемах с диодами Шотки насыщения избегают путем «шунтирования» критических p - n -переходов быстродействующими диодами с малой разностью потенциалов при смещении в прямом направлении. Другим и даже более эффективным, но более энергоемким подходом является применение дифференциального усилителя с общим резистором в цепи эмиттера, где переключение представляет собой просто передачу тока из одного транзистора дифференциальной пары в другой. Благодаря включению на выходе дифференциального усилителя эмиттерных повторителей

схема, в которой реализуется эта *эмиттерно-связанная логика* (ЭСЛ), обладает, кроме того, малым выходным сопротивлением, необходимым для формирования коротких импульсов на емкостной нагрузке. Эти схемы могут работать с тактовой частотой до 3 ГГц.

13.19. Логические матрицы

Многие схемы, рассмотренные в этой главе, были относительно простыми примерами применения логических схем самих по себе, но они показывают способ, как можно быстро построить сложную логическую систему. Читатель скоро обнаружит, что применение различных счетчиков, индикаторов, регистров, арифметических и логических блоков в экспериментах с измерительными и управляющими системами может привести к нескольким очень впечатляющим системам, построенным полностью из описанных базовых элементов.

Следующим этапом развития схем, описанным в гл. 14, является применение микроЭВМ с соответствующим программным обеспечением, которое, возможно неожиданно, приводит к большому упрощению в сложных логических системах. Однако всем системам с микроЭВМ необходима также разнообразная *произвольная логика* в дополнение к немногочисленным компонентам: микропроцессору, памяти и интерфейсным микросхемам. Диапазон этих разнообразных потребностей простирается от регистров данных и счетчиков до базовых схем И-НЕ и инверторов; иногда их называют «ТТЛ-склейки», поскольку их роль заключается в «удержании» вместе более сложных элементов.

Конструирование электронной аппаратуры для серийного производства ставит цель минимизировать число корпусов логических схем, таким образом, уменьшается стоимость как монтажа, так и тестирования. Поэтому выгодно собрать вместе «ТТЛ-склейки» в *специализированной ИС*, сократив число корпусов до 100 раз. Очевидно, что конкретное содержание такой специализированной ИС зависит от специфики схемы, так что, как правило, из-за разношерстности невозможно сделать их экономными, как стандартный компонент. Решение находится в применении ползуказных ИС (матричных больших интегральных схем — МБИС), которые представляют собой в значительной степени «наперед заданную» матрицу логических элементов общего назначения или комбинацию логических элементов (топологических ячеек — ТЯ). На конечной стадии разработки по требованию пользователя делается маска, устанавливающая взаимное соединение логических элементов или ячеек. Таким образом, разработчик схемы может иметь свою собственную микросхему, сконструированную и изготовленную на основе логической матрицы, за меньшую цену и быстрее, чем делать целиком специализированную интегральную микросхему.

Логические матрицы и матрицы ячеек обычно делаются на основе КМОП-технологии, а некоторые типы матриц позволяют даже включать элементы линейных схем. Разные производители выбирают свои собственные названия для таких микросхем, например ПЛМ (программируемая логическая матрица) или НЛМ (нескоммутированная логическая матрица).

Проектирование схем на основе МБИС легко осуществляется с помощью автоматизированных систем проектирования (Computer Aided Design, CAD), которые дают возможность нарисовать на экране схему устройства и проверить правильность ее функционирования до того, как *список соединения* логических элементов внутри кристалла передан производителю МБИС. С целью обеспечить логическую структуру и самосогласованность в проектируемой логической аппаратуре все шире используются специальные пакеты программного обеспечения, такие как *VHDL*. В отличие от традиционного конструирования схем с помощью макетирования, системы CAD позволяют целиком смоделировать систему на компьютере, так что в этом случае сразу все готово для производства кремниевого кристалла.

13.20. Программируемые логические устройства

Все больше и больше малые МБИС заменяются при применении в небольшом числе изделий на программируемые пользователем логические матрицы, известные как программируемые логические устройства или *программируемые пользователем логические матрицы* (ППЛМ).

ПЛМ (программируемые логические матрицы), являющиеся одним из вариантов этих схем, известны также как интегральные логические схемы с плавкими перемычками. Эти схемы, программируемые пользователем, выпускаются с готовыми соединениями между логическими элементами, выполненными в виде плавких перемычек из титановольфрамового сплава. Затем эти перемычки «пережигаются» по желанию пользователя (подобно программированию ПЗУ, описанному в следующей главе), и, таким образом, остаются только соединения, необходимые для решения поставленной задачи.

ППЛМ использует изоэшелонную схему, посредством которой каждая плавкая перемычка связана с инвертором. Инвертор делает логический элемент реально доступным, когда перемычка разрушается (разрушенную перемычку называют антиперемычкой). В настоящее время один кристалл ППЛМ содержит до 20 000 логических элементов и может работать с тактовой частотой, превышающей 100 МГц при применении КМОП-технологии с разрешением 0,5 мкм. Существуют стираемые программируемые логические схемы, со стиранием ультрафиолетовым излучением или электрическим током, которые полезны для небольшого количества макетов, но работают медленнее, чем ППЛМ.

13.21. Переключение аналоговых сигналов с помощью КМОП-схем

В отличие от цепи между эмиттером и коллектором у биполярного транзистора, канал МОП-транзистора не содержит *p-n*-переходов. Это означает, что МОП-транзисторы могут применяться для создания симметричных переключателей, которые, будучи включены в цепь, смогут пропускать сигналы в любом направлении. На рис. 13.57 показан такой *двунаправленный переключатель*, выполненный на МОП-транзисторах. «Контакты» переключателя могут быть разомкнуты или замкнуты в зависимости от логического

ном состоянии типичная величина сопротивления переключателя составляет 20 Ом и увеличивается до 100 МОм в выключенном состоянии.

Одной из наиболее интересных черт двунаправленного КМОП-переключателя является его способность передавать аналоговые сигналы без искажений. При единственном источнике питания передача ограничена сигналами положительной полярности, но при двух разнополярных источниках питания V_{DD+} и V_{SS-} возможна работа с обычными переменными напряжениями. Землей для сигнала является точка соединения источников питания. Переключатель находится во включенном состоянии при напряжении на управляющем входе, равном V_{DD+} , и в выключенном при напряжении V_{SS-} . На рис. 13.58 показана схема двунаправленного ключа, работающего с переменными напряжениями. Максимальное пиковое значение сигнала, который можно переключать, составляет величину $\pm V_{DD}$ (обычно $\pm 7,5$ В). С соответствующими обслуживающими схемами переключатель работает на частотах до 100 МГц.

КМОП-схемы двунаправленных переключателей находят применение всякий раз, когда управление аналоговыми сигналами осуществляется с помощью цифровых сигналов. Одним из таких применений является управление сигналами звукового диапазона с помощью микроЭВМ в радиовещании и студиях звукозаписи. Существует много других специализированных микросхем аналоговых переключателей, таких как популярная ИС DG508, представляющая собой схему мультиплексора/демультиплексора 8 на 1.

ГЛАВА 14

МИКРОЭВМ И ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

14.1. Что делает компьютер?

Со словом *компьютер* чаще всего ассоциируются представления об очень громоздких вычислениях, выполняемых с такой скоростью, которая кажется огромной по сравнению со скоростью человеческой мысли. И в самом деле, быстродействие современных «суперкомпьютеров» ограничено разве что самой скоростью света, которая в конечном счете и определяет, с какой скоростью двоичные логические сигналы могут распространяться по схеме. В этой главе мы увидим, что компьютер — это нечто значительно большее, чем быстрое вычисляющее устройство. В числе выполняемых компьютером действий, помимо арифметики, преобладают довольно тупые, но жизненно необходимые сдвиги, сортировка данных и проверки на совпадение. Независимо от того, является ли конечный результат медицинским диагнозом состояния больного, переводом на иностранный язык или даже стрельбой на экране в видеоигре, все самые впечатляющие результаты достигаются в наш компьютерный век простым перемещением чисел с места на место в нужном порядке и сравнением их друг с другом.

Хотя реальные арифметические действия в большинстве компьютеров не играют господствующей роли, как думают многие, все же *арифметическо-логическое устройство* (АЛУ) является центральным узлом каждого компьютера. Это устройство, состоящее из логических элементов и способное выполнять рассмотренные в предыдущей главе логические функции, а также осуществлять элементарные арифметические действия. Поэтому первое, с чего мы начнем наше дальнейшее рассмотрение, это электронные схемы, выполняющие арифметические операции.

14.2. Электронная арифметика

14.2.1. Сложение

В гл. 13 на простом эксперименте с комбинационными логическими схемами было с легкостью продемонстрировано сложение двух двоичных чисел в полном сумматоре (разд. 13.8). В этой главе мы можем расширить изучение электронной реализации арифметики, включив, помимо сложения, также другие основные действия: вычитание, умножение и деление.

На рис. 14.1 приведена практическая схема сложения на основе ИС 74LS83A; этот однокристалльный сумматор складывает два 4-разрядных числа и приходящий извне бит переноса. Складываемые числа $A_3 A_2 A_1 A_0$ и $B_3 B_2 B_1 B_0$ поступают от двоичного кодирующего «номерабиравателя» или от пово-

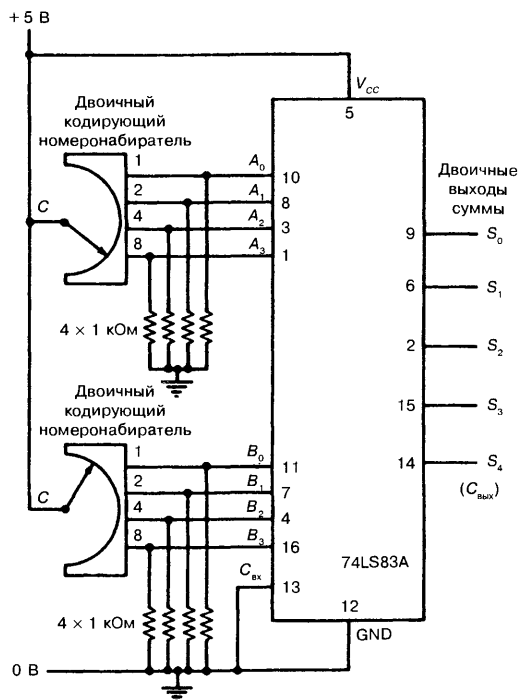


Рис 14.1. Схема сложения двоичных чисел на основе ИС 74LS83А. Двоичную сумму можно индцировать непосредственно с помощью светодиодов или используя дешифратор-формирователь.

ротного переключателя; эти устройства могут быть двоично-десятичного типа, то есть десятипозиционными, с числами 0—9 или шестнадцатеричными с 16 позициями и числами 0—F (в шестнадцатеричной записи). Последние, хотя и менее знакомы, чем десятичные варианты, обладают тем преимуществом, что используется весь 4-разрядный диапазон. Они также позволяют приобрести опыт работы в шестнадцатеричной системе счисления, которая полезна для ускорения записи двоичных чисел и поэтому часто применяется в этой главе. 5-разрядное двоичное число на выходе включает в себя выходной бит переноса, и это число можно воспроизвести непосредственно, подключив к выходам светодиоды через инверторы 7407 (см. рис. 13.35).

Если ограничиться более знакомым вариантом, то выходные числа (из интервала 0—9) можно воспроизвести с помощью 7-сегментного индикатора (см. рис. 13.38), дешифрируя $S_3 S_2 S_1$ и S_0 . Для шестнадцатеричной индикации, позволяющей воспроизводить весь диапазон значений (от 0 до 1F), удобнее всего применить дешифратор 4 × 16 (см. рис. 13.36), включив через инвертор отдельный светодиод для индикации переноса. Заметно дороже, хотя и более изящно, воспроизводить шестнадцатеричные символы с помощью ИС TIL311 фирмы Texas (RS 586-734), которая содержит дешифратор, регистр и встроенный мозаичный индикатор на светодиодах, способный воспроизводить и цифры 0—9, и символы A—F в зависимости от 4-разрядного двоичного слова на входе. Схема включения такой ИС, обеспечиваю-

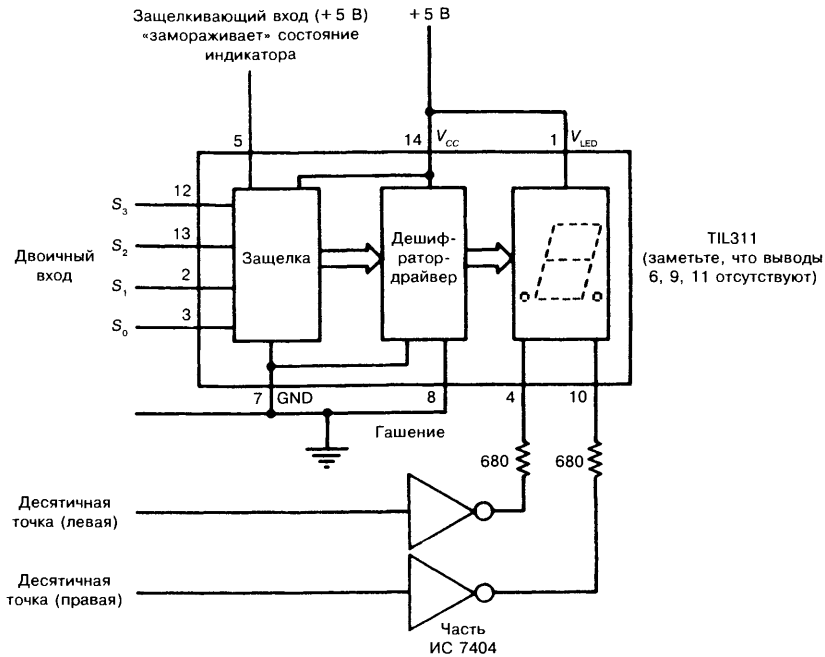


Рис. 14.2. Схема включения ИС TIL311 для воспроизведения шестнадцатеричных символов при подаче на вход двоичного числа.

щая шестнадцатеричную индикацию поступающего на вход 4-разрядного двоичного числа, представлена на рис. 14.2. Легко собрать многоразрядный (шестнадцатеричный. — *Примеч. перев.*) индикатор, разделив сигнальные линии на группы по четыре для каждой ИС TIL311 начиная с младшего разряда.

14.2.2. Вычитание

От сложения к вычитанию лишь небольшой шаг, поскольку вычитание заключается в преобразовании одного из чисел в отрицательное и последующем сложении. В аналоговых схемах нет проблем с представлением отрицательных значений; там это просто отрицательные напряжения. Но в цифровых схемах в принципе нет отрицательных в обычном смысле слова сигналов. У нас есть только уровни +5 В и 0 В (логическая 1 и логический 0) и нет эквивалента отрицательному знаку. К счастью, правила математики весьма гибки, и, пока мы имеем дело лишь с ограниченным набором чисел, можно, не используя отрицательного знака, представлять как положительные, так и отрицательные числа. Принцип такого представления основан на том факте, что отрицательное число — это просто такое число, которое должно быть прибавлено к положительному числу той же величины, чтобы получить ноль. Ключевой момент, позволяющий избежать необходимости в отрицательном знаке, состоит в том, чтобы с самого начала определить весь диапазон, с которым нам предстоит работать. Предположим, например, что мы ограничимся числами от 0 до 10; тогда можно назвать поло-

жительными числа, возникающие при счете в сторону увеличения, то есть 1, 2, 3 и т. д., а «отрицательными» — числа, возникающие при счете в сторону уменьшения начиная с 10, то есть 9, 8, 7 и т. д. Теперь мы не нуждаемся в отрицательном знаке. А вот что нам нужно, так это условиться считать число 10 тождественно равным нулю (как бы забывая о единице переноса), тогда правила, относящиеся к отрицательным числам, оказываются выполненными.

На рис. 14.3 это правило *десятичного дополнения* изображено в «круговой» форме, которая позволяет представить числа, как если бы они были нанесены на шкале аналогового измерительного прибора. Эквивалентные числа со знаками $+/-$ указаны в скобках. Пока мы не учитываем единицу переноса в любой арифметике, все вычисления выполняются корректно. Что же делать с числом 5, которое располагается на границе положительной и отрицательной областей, — считать его положительным или отрицательным? Фактически, мы можем решить этот вопрос и так и иначе, лишь придерживаясь однажды принятого решения. Для наших целей мы назовем это число отрицательным; поэтому при возвращении к положительным числам мы должны будем останавливаться на максимальном значении вблизи 4,999. Когда возникает отрицательное число, большее по величине, чем 5, либо положительное число, большее 4,999, говорят, что имеет место *переполнение*, поскольку при этом мы уходим с одного края шкалы только для того, чтобы появиться на другом ее краю с противоположной полярностью.

Примеры в табл. 14.1 показывают, как работает представление по правилу дополнения. Все получается хорошо по нашим новым правилам, пока мы игнорируем любые переносы и не выходим за рамки определенной нами шкалы от $+4,999$ до $-5,000$ (по правилу знаков $+/-$), чтобы избежать переполнения.

Все эти рассуждения подводят нас к тому, чтобы выразить положительные и отрицательные числа в двоичной форме так, чтобы ими можно было оперировать в цифровой электронике. Только теперь вместо десятичного

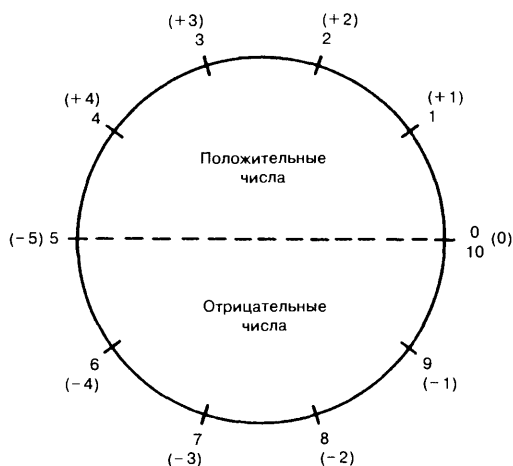


Рис. 14.3. Правило «десятичного дополнения» для представления отрицательных чисел без знака «минус». В скобках указаны эквивалентные числа со знаками $+/-$

Таблица 14.1.

Представление	Правило знаков +/- по принципу десятичного дополнения
$4 + (-1) = 3$	$4 + 9 = 13$
$1 + 3 = 4$	$1 + 3 = 4$
$4 + (-3) = 1$	$4 + 7 = 11$
$2 + (-5) = -3$	$2 + 5 = 7$
$-3 + 3 = 0$	$7 + 3 = 10$

дополнения мы воспользуемся правилом *двоичного дополнения*. На рис. 14.4 показано, как можно представить 4-разрядные двоичные числа из десятичного диапазона от +7 до -8, а не из интервала 0—15, как мы считали ранее. Конечно, мы должны быть последовательными в наших правилах и никогда не пытаться одновременно использовать 4 бита для представления положительных чисел из интервала 0—15 и для того, чтобы выразить числа от +7 до -8 в форме двоичного дополнения. Если в последнем случае нам нужно представить числа больше +7, то нам необходимо для этого большее число разрядов.

На рис. 14.4 можно увидеть важную и довольно любопытную особенность правила двоичного дополнения: все положительные числа начинаются с 0, а все отрицательные числа — с 1. Это позволяет сразу непосредственно судить о знаке, и, в самом деле, старший разряд часто называют «знаковым». Важно, однако, помнить, что двоичное дополнение является более хитрым принципом, нежели простое приписывание к числу 0 или 1 для указания его знака. Можно очень просто сформулировать три правила преобразования положительного двоичного числа в его отрицательный эквивалент в форме двоичного дополнения.

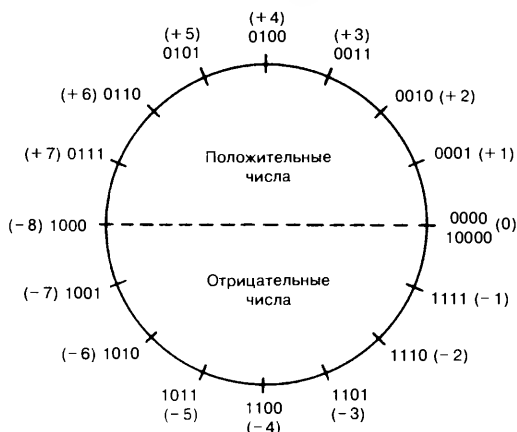


Рис. 14.4. Представление 4-разрядных двоичных чисел по правилу двоичного дополнения. В скобках указаны эквивалентные числа со знаками +/- в десятичной записи.

1. Представить положительное число с помощью определенного набора битов.
2. Инвертировать каждый бит (заменить 0 на 1 и 1 на 0).
3. Прибавить 1.

Причина добавления 1 становится ясной из диаграммы на рис. 14.4, где на нашем 4-разрядном примере видно, что ноль (0000) эквивалентен не значению 1111, а величине 10000 с неучитываемой единицей переноса.

Следующие примеры показывают, как выполняются арифметические действия с двоичными числами по правилу двоичного дополнения. В качестве пояснения параллельно приводятся десятичные эквиваленты со знаками $+/ -$:

$$\begin{array}{r} 0110 \\ +1101 \\ \hline 10011 \end{array} \quad \begin{array}{r} 6 \\ -3 \\ \hline 3 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 0010 \\ +1110 \\ \hline 10000 \end{array} \quad \begin{array}{r} 2 \\ -2 \\ \hline 0 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 0111 \\ +1111 \\ \hline 10110 \end{array} \quad \begin{array}{r} 7 \\ -1 \\ \hline 6 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 1010 \\ +1110 \\ \hline 11000 \end{array} \quad \begin{array}{r} -6 \\ -2 \\ \hline -8 \end{array}$$

Сумматор, изображенный на рис. 14.1, легко приспособляется также и к выполнению вычитания путем вставления элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, указанных на рис. 14.5, для преобразования битов на противоположные в двоичном слове на входе B . Принцип двоичного дополнения реализуется в результате добавления 1, подаваемой на вход переноса $C_{\text{вх}}$ ИС 7483 (аналог 155ИМЗ. — *Примеч. перев.*). Переключая вторые входы элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и вход $C_{\text{ин}}$ с низкого уровня на высокий, мы можем изменить выполняемую схемой функцию и перейти от сложения 4-разрядных чисел к вычитанию.

14.2.3. Двоичное умножение и деление

Несмотря на то что действия в двоичной арифметике по большей части могут выглядеть как незнакомые нашему мозгу, привыкшему к десятичным числам, но уж, по крайней мере, таблица умножения — это сама простота:

$$0 \times 0 = 0$$

$$0 \times 1 = 0$$

$$1 \times 0 = 0$$

$$1 \times 1 = 0$$

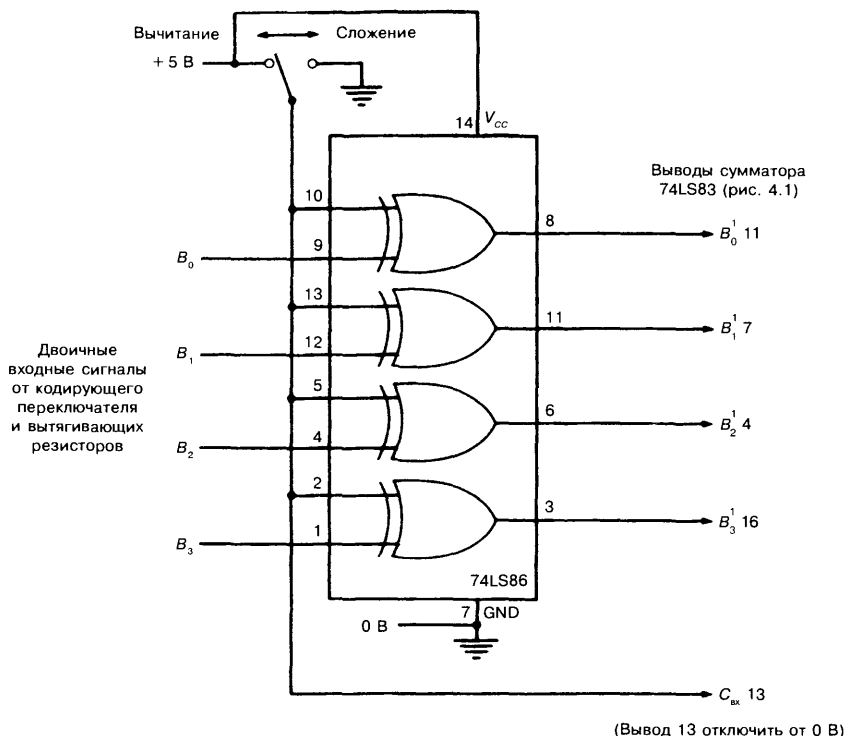


Рис. 14.5. Применение элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ для преобразования сумматора, изображенного на рис. 14.1, в вычитающее устройство путем изменения каждого бита на противоположный и добавления 1, подаваемой на вход переноса.

Мы видим, что это действие совпадает с логической функцией И. Можно отметить заодно, что выбор символа умножения для функции И в булевой алгебре — это не простое совпадение: в двоичной системе счисления эти две операции имеют одинаковый смысл.

Перемножение многоразрядных двоичных чисел состоит из обычных операций «умножения столбиком», а именно из собственно поразрядного умножения, сдвига и сложения. В следующих примерах каждое двоичное вычисление сопровождается десятичным эквивалентом:

$$\begin{array}{r}
 \times 101 \\
 11 \\
 \hline
 101 \\
 101 \\
 \hline
 1111
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 \times 5 \\
 3 \\
 \hline
 15
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 \times 1001 \\
 101 \\
 \hline
 1001 \\
 0000 \\
 1001 \\
 \hline
 101101
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 \times 9 \\
 5 \\
 \hline
 45
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{r}
 1101 \\
 \times 1011 \\
 \hline
 1101 \\
 1101 \\
 0000 \\
 1101 \\
 \hline
 10001111
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 \times 13 \\
 11 \\
 \hline
 13 \\
 13 \\
 \hline
 143
 \end{array}
 \end{array}$$

Из этого следует, что для реализации умножения требуется комбинация операции сдвига и поразрядного выполнения логического И с последующим сложением. И наоборот: для деления необходимы вычитания, за которыми следуют сдвиги в обратном направлении. Как умножение, так и деление, представленные здесь в их исходной форме, являются операциями, выполняемыми последовательно, и поэтому они в соответствии со своей природой выполняются довольно медленно. У некоторых микропроцессоров эти операции даже не включены в основную систему команд, и для их осуществления требуются программы с (необходимой) последовательностью выполнения поразрядного логического И, сложения, сдвига и т. д. С помощью ИС TRW МРУ 16Н1 реализуется другой подход к проблеме умножения, значительно более быстрый, но и более дорогой: в этой ИС содержится, по существу, большая решетка логических элементов И и полных сумматоров, которые выполняют свои функции параллельно. Эта ИС может выдать 32-разрядное произведение двух 16-разрядных чисел через 50 нс.

14.3. Биты, байты и полубайты

При изучении принципов комбинационной и последовательностной логики в гл. 13 мы имели дело в большинстве случаев с одним битом или с двумя битами одновременно. В системах на основе микроЭВМ используется своя терминология в отношении более длинных чисел: 8-разрядное слово обычно называют *байтом*, а его значение удобно выражать двузначным шестнадцатеричным числом. Вот почему 4-разрядное слово, выражаемое одной шестнадцатеричной цифрой, следует окрестить *полубайтом* (nibble, nybble; дословно: огрызок. — *Примеч. перев.*).

14.4. Шина данных

Компьютер представляет собой, по существу, совокупность регистров для хранения данных, АЛУ и средств перемещения чисел между ними по мере необходимости. Поэтому пересылка данных играет ключевую роль. Мультиплексор (см. разд. 13.16) ведет себя как электронный переключатель, и его можно применить для пересылки данных к месту их назначения. Поэтому мы могли бы представить себе компьютер как систему с такими мультиплексорами на входе каждого регистра, у которых входы соединены с выходами всех других регистров. К сожалению, такая конструкция становится чрезвычайно запутанной, как это демонстрирует рис. 14.6, даже в том случае, когда имеется только четыре регистра и у каждого из них лишь один разряд. Если теперь принять во внимание, что даже у маленького компью-

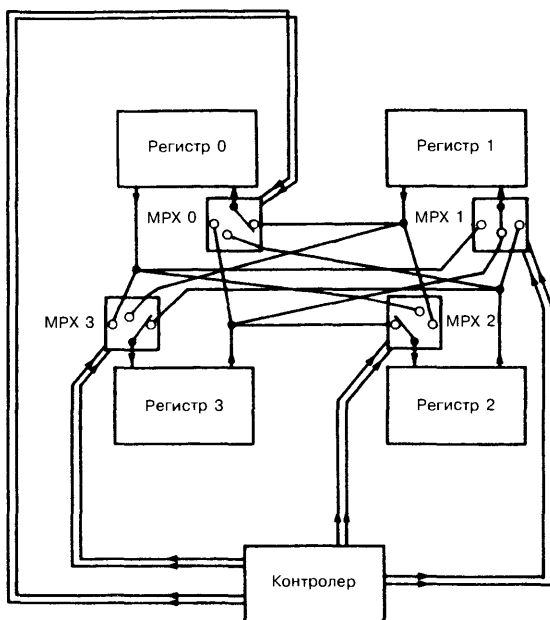


Рис. 14.6. Сложность «звездообразных» соединений между регистрами для пересылки данных.

тера память состоит из более чем миллиона регистров по 16 разрядов в каждом, то становится ясной непрактичность так организованных взаимных соединений. Хотелось бы построить «систему железных дорог» с индивидуальными подъездными путями и поездами, курсирующими между любой парой станций, из числа тех, между которыми предположительно может захотеть совершить путешествие какой-либо пассажир.

Точно так же, как в реальной жизни на железной дороге один путь связывает между собой многие станции, так и при передаче данных используется сигнальная *шина*, чтобы соединить между собой все регистры. Шина (bus) — это вполне уместное название, происходящее от латинского *omnibus* (дословно: для всех), поскольку она служит *магистралью для данных* (data highway), по которой могут обмениваться числами любые два блока цифровой системы. Аналогия с железной дорогой нельзя продолжать слишком далеко, так как по одному пути могут одновременно ехать несколько поездов, тогда как по электрической шине данных в каждый момент времени может передаваться только одно число. Поэтому передача по шине носит последовательный характер, а связь между регистрами происходит в очень быстрой последовательности. У шинной организации передачи данных три отличительные черты.

1. Выход любой схемы, не посылающей данные в текущем отрезке времени, должен находиться в состоянии с большим выходным сопротивлением, чтобы не испортить сигналы на шине.

2. Любой блок, подключенный к шине, имеет свой собственный *адрес* или номер.

3. В дополнение к адресным линиям и линиям данных необходимы линии для сигналов *управления*. Это может быть единственная линия чтения/

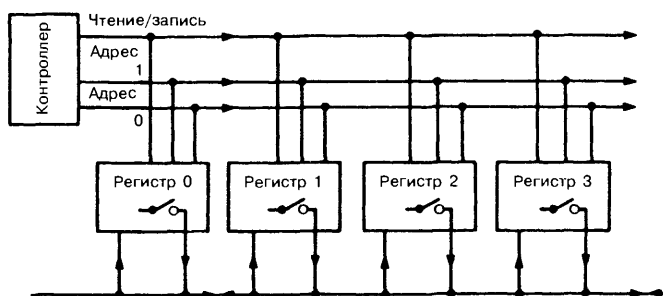


Рис. 14.7. Простота пересылки данных по шине.

записи или несколько линий для выбора одного из дополнительных внешних устройств, когда, как это иногда случается, различные устройства имеют одинаковые адреса.

Такой принцип шинного обмена данными приводит к упрощению схемной реализации, как это видно из рис. 14.7. Здесь показаны четыре регистра, для которых требуются всего лишь 2 разряда в адресе: 00, 01, 10 и 11. В реальной компьютерной системе нужны более широкие возможности в отношении адресов; например, даже «крошечной» памяти объемом 64 Кбайта (64 1024 байт) требуется 16 адресных линий для ее 65 536 ячеек.

На рисунке ради наглядности показана шина, состоящая из одной линии, но на практике бывают шины из 8 или 16 линий для передачи 1- или 2-байтовых чисел. Все входы можно подключить к шине параллельно без какого-либо ущерба, тогда как выходы должны обладать достаточной нагрузочной способностью (соответствующим коэффициентом разветвления по выходу). Сами выходы, как подчеркивалось выше, не должны нагружать шину, если вызовом по адресным линиям и посылкой импульса «чтение» не подана команда передавать данные. Выход обычного базового элемента ТТЛ не годится для непосредственного подключения к шине, так как он специально рассчитан на то, чтобы его выходное сопротивление было малым в течение всего времени. Один из способов подключения к шине состоит в использовании ИС ТТЛ с *открытым коллектором*, когда верхний выходной транзистор в базовом элементе ТТЛ заменяется внешним резистором, то есть схем такого типа, какие мы рассматривали (в разд. 13.13) в связи с подачей сигнала на индикатор чисел. Большинству маломощных ТТЛ-схем с диодами Шотки, таким как схемы И-НЕ 74LS01 (аналог 555ЛА8. — *Примеч. перев.*) и инверторы 74LS05 (аналог 555ЛН2. — *Примеч. перев.*) (вариантами этих схем со стандартными выходами являются схемы 74LS00 и 74LS04 соответственно), требуется резистор нагрузки с сопротивлением 2,2 кОм. Когда логическое значение сигнала на выходе такой схемы равно 1, ток через выходной транзистор в ней не течет; этот выход можно подключить к шине параллельно с несколькими другими при условии, что на каждом отрезке времени только один из них переходит на низкий уровень. Такой способ объединения выходов логических схем иногда называют «монтажным И», поскольку сигнал на шине имеет высокий уровень только тогда, когда у всех схем собственный выходной сигнал имеет высокий уровень. В достаточно сложных шинных системах часто используется мощная буферная ИС И-НЕ с открытым коллектором 74LS38 с коэффициентом

разветвления по выходу 30 и с минимальным сопротивлением нагрузки 680 Ом, к выходу которой можно подключать до 30 входов маломощных ТТЛ-схем с диодами Шотки.

Как указывалось в разд. 10.6., переключающие схемы, у которых нет активного элемента между шиной питания и выходом, обладают тем недостатком, что заряд паразитных емкостей должен обеспечиваться исключительно резистором нагрузки, из-за чего заряд происходит значительно медленнее, чем при применении «грубой силы», каковой является коллекторный ток транзистора, посредством которого в этом случае потенциал выхода подтягивается к напряжению питания. Поэтому как в КМОП-логике, так и в семействе ТТЛ в большинстве случаев используется более совершенная конструкция схем, нежели открытый коллектор, — шинные формирователи, выход которых подключается к шине; эти схемы носят название схем с *тремя состояниями* на выходе и представляют собой комбинацию базового элемента с изолирующим выключателем. Эти три состояния следующие: высокий логический уровень, низкий логический уровень и большое выходное сопротивление (запертое состояние). Специальный входной сигнал *разрешения по выходу* (Output Enable, OE) переключает выход схемы, когда это требуется; если выходы нескольких схем с тремя состояниями подключены параллельно к одной шине, то важно, чтобы только один из входов OE переводил свою схему в активный режим на данном отрезке времени. На рис. 14.8 схематически изображено внутреннее устройство логических элементов ТТЛ, рассчитанных на подключение к шине, со значениями компонентов, типичными для «стандарта» ТТЛ. Интересно сравнить эти схемы с обычным элементом, представленным на рис. 13.14. В логическом элементе с открытым коллектором (а) просто опущен верхний транзистор выходного каскада. В схеме с тремя состояниями (б) применен простой и изящный способ размыкания на выходе с помощью сигнала OE, подаваемого на вход разрешения. Когда сигнал OE имеет высокий уровень, схема в целом работает точно так же, как обычный логический элемент, а диод D_2 при этом закрыт. Когда уровень сигнала OE становится низким, срабатывает правило И-НЕ в отношении входных эмиттеров транзистора T_1 , так что транзисторы T_2 и T_3 оказываются запертыми. В обычной схеме в этих условиях транзистор T_4 был бы открыт и подтягивал бы вверх потенциал выхода Y , но на этот раз диод D_2 открыт, благодаря чему транзистор T_4 заперт. Теперь, когда оба выходных транзистора заперты, на выходе Y выполняется условие большого выходного сопротивления, что фактически означает «отключение» схемы от шины. На рис. 14.8, в показаны типичные условные обозначения логических элементов с тремя состояниями на выходе. Имеется широкий спектр схем с тремя состояниями; типичными примерами служат ИС 74LS244, содержащая восемь буферов, и ИС 74LS374 (аналог 555IP23. — *Примеч. перев.*), представляющая собой 8-разрядный регистр-зашелку с фиксацией по положительному фронту. Особенно полезна для сопряжения с шиной ИС 74LS245 (аналог 555АП6. — *Примеч. перев.*), являющаяся 8-разрядным двунаправленным *приемопередатчиком*, который можно переключать на передачу данных по шине или на прием данных с шины по мере необходимости; при работе в режиме передачи он имеет коэффициент разветвления по выходу, равный 30, а при работе в режиме приема встроен-

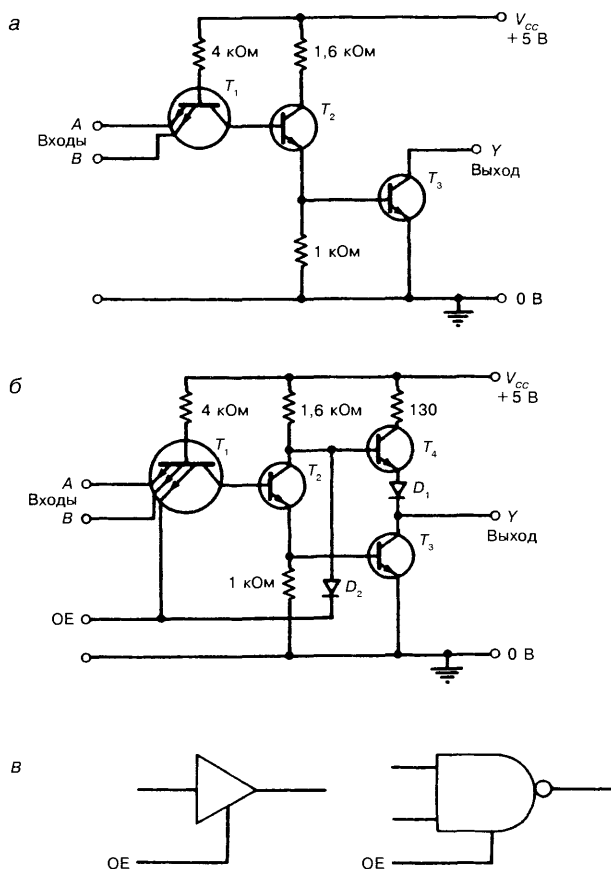


Рис. 14.8. Логические ТТЛ-элементы для подключения к шине:

а — открытый коллектор; б — схема с тремя состояниями; в — условное изображение схем с тремя состояниями.

ный гистерезис сводит к минимуму влияние паразитных наводок и отраженных импульсов, поступающих с шины. Все эти схемы имеются также в КМОП-серии ИС с тремя состояниями 74НС; в них предусмотрено подобное «отключение» от шины.

При практической реализации шинной передачи данных требуется тщательное соблюдение правил построения цифровых схем, перечисленных в разд. 13.17, и, в частности, тех из них, которые относятся к формированию сигналов для передачи по длинным линиям. Когда к линии в шине подключено большое число входов логических элементов, ее емкость возрастает, и, для того чтобы избежать паразитных импульсов, вызываемых отражениями, желательно включать на дальнем конце линии резисторы согласованной нагрузки. В том случае, когда взаимодействие с шиной осуществляется через приемопередатчики 74LS245, эффективное согласование обеспечивает включение двух резисторов: резистора с сопротивлением 330 Ом между линией и землей (0 В) и резистора с сопротивлением 220 Ом между линией и шиной питания (V_{CC}).



14.5. Запоминающие устройства

14.5.1. Магнитные и оптические устройства для хранения данных

Хранение и извлечение чисел и символов крайне необходимы каждой компьютерной системе. Как профессионалам, так и пользователям-любителям хорошо знакомо долговременное хранение программ и данных на магнитной ленте в виде катушек или кассет. Достоинством дисковой памяти является возможность произвольной выборки, то есть извлечение информации в порядке, отличающемся от того, в каком они были записаны. Магнитная запись применяется на популярных повсеместно *флорпи-дисках* емкостью от 360 Кбайт до 2 Мбайт, а также на *винчестерах* (*жестких дисках*), объем которых достигает 3000 Мбайт (3 Гбайт). Оптическая запись позволяет достичь емкости в несколько гигабайт и удобна тем, что носители являются съемными в отличие от жестких дисков, которые, как правило, жестко закреплены в компьютерной системе. (К середине 1998 года объем жестких дисков стал доходить до 20 с лишним гигабайт и все большее распространение стали получать съемные жесткие диски. — *Примеч. перев.*) Знакомой разновидностью оптической записи данных являются, конечно, цифровые *компакт-диски* звукового диапазона (Compact Disc, CD), содержащие свыше 500 Мбайт цифровых данных и широко применяемые в качестве носителей программного обеспечения для персональных компьютеров; считывание с таких дисков осуществляется устройством, носящим название *CD-ROM*.

14.5.2. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ)

В разд. 13.10 и 13.11 было рассказано о том, как применяются триггеры для хранения битов и как можно триггеры объединить в регистр для запоминания целых байтов. Роль запоминающего устройства может играть регистр сдвига, сквозь который по цепочке триггеров можно проталкивать данные, но он в своей обычной форме является, по существу, памятью последовательного действия, в которой реализуется принцип «первым вошел — первым вышел» (First In First Out, FIFO). Обычно данные используются в порядке, отличном от того, в каком они были запомнены; поэтому необходима *память с произвольной выборкой* (Random Access Memory, RAM) (называемая также оперативным запоминающим устройством, ОЗУ. — *Примеч. перев.*).

На одном кристалле можно изготовить в виде решетки миллионы триггеров, обеспечив возможность прямого доступа к любому из них, то есть к ячейке памяти, для записи или чтения. Это достигается присвоением каждой ячейке ее индивидуального адреса точно так же, как мы обсуждали это в связи с организацией шины данных. На рис. 14.9 показано, как можно использовать *D*-триггер в качестве ячейки ОЗУ. Сигнал на общий выход данных поступает от отдельных ячеек памяти через открытый коллектор или с выхода с тремя состояниями. Каждая ячейка выбирается логической 1 с выхода ее собственного дешифратора адреса, а логические элементы И и

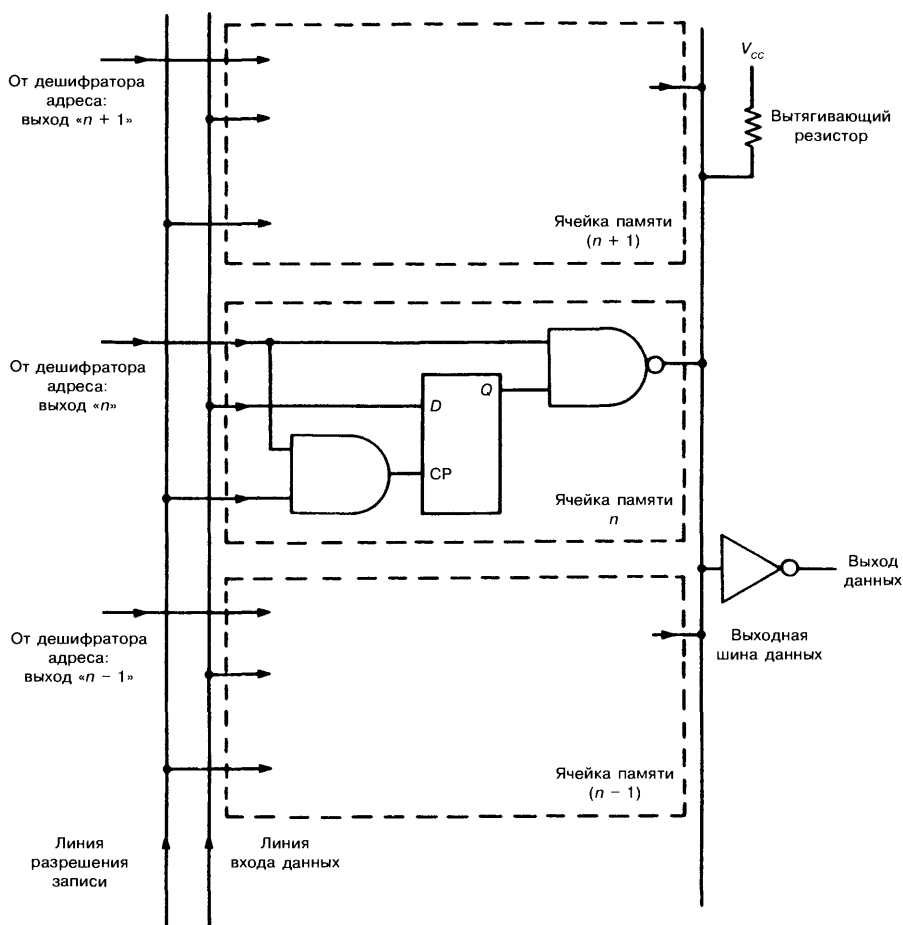


Рис. 14.9. Статическое ОЗУ с однобитовыми ячейками.

И-НЕ обеспечивают выполнение команды записи или вывод состояния триггера соответственно.

Самый распространенный тип памяти даже проще, чем только что описанное *статическое* ОЗУ (Static RAM, SRAM) с триггерами в ячейках. В *динамическом* ОЗУ (Dynamic RAM, DRAM) двоичное число хранится временно в виде заряда на затворе МОП-транзистора, так что реальная схема оказывается в результате очень компактной. Такая ячейка памяти представлена на рис. 14.10; T_1 , T_2 и T_3 являются МОП-транзисторами с индуцируемым каналом. Когда сигнал на соответствующей адресной линии принимает активное значение одновременно со входным сигналом записи, высокий логический уровень с выхода схемы И отпирает транзистор T_1 , в результате чего происходит заряд или разряд емкости C согласно тому, каков уровень сигнала на входе данных — высокий или низкий (обычно роль емкости C играет паразитная емкость затвора транзистора T_2). Если емкость C заряжена, то транзистор T_2 открыт и его сток имеет низкий потенциал. Когда происходит обращение к этой ячейке, транзистор T_3 также открыт, соединяя выходную шину, организованную по принципу «монтажное И», со сто-

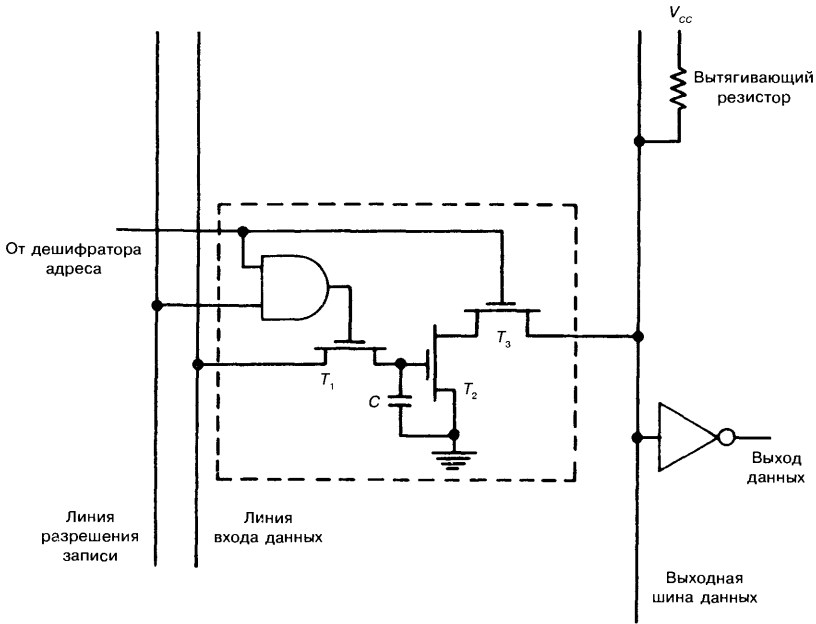


Рис. 14.10. Ячейка динамического ОЗУ на один бит.

ком транзистора T_2 и создавая на ней низкий уровень, когда C заряжен (когда на входе данных высокий уровень). Правильная полярность восстанавливается с помощью инвертора на выходе. Заряд на емкости C не может оставаться бесконечно долго, поэтому необходим цикл *регенерации*, который состоит в чтении из каждой ячейки и перезаписи и который обычно осуществляется каждые 2 мс. Как правило, эта процедура выполняется центральным процессором, но иногда бывает встроена в саму ИС памяти. (В настоящее время регенерация практически всегда происходит без участия центрального процессора. — *Примеч. перев.*) Несмотря на это дополнительное усложнение, динамическое ОЗУ имеет меньшие размеры и дешевле, чем статическое ОЗУ; у динамического ОЗУ степень интеграции составляет до 256 Мбит на кристалл. Основной областью применения статических ОЗУ являются энергонезависимые запоминающие устройства, в которых обычно используются КМОП-схемы ради экономии мощности, потребляемой в режиме покоя, и батареи в качестве резервного источника питания для сохранения данных, когда компьютер выключен из сети.

В типичном случае память микроЭВМ может хранить от 3 до 64 Мбайт и даже больше. Если бы было необходимо к каждому биту обращаться по своему адресу, то для этого потребовался бы громоздкий дешифратор адреса с миллионами выходов. Поэтому для удобства память бывает обычно разбита на байты и имеет матричную структуру, в рамках которой используется один дешифратор адреса для строк и один дешифратор адреса для столбцов; при этом требуемое число выходов дешифратора адреса резко сокращается.

Память в компьютере, как правило, бывает распределена для различных целей: для хранения программы или данных, видеопамять и др.; это распределение имеет форму указателя адресов, называемого *картой распределения памяти*, которая отправляет программиста к соответствующим адресам.

14.5.3. ROM, EPROM и E²PROM

В большинстве применений микроЭВМ используются фиксированные данные и программы. Для этих целей идеальным средством хранения служит *постоянное запоминающее устройство* (ПЗУ; Read-Only Memory, ROM), особенно в том случае, когда эти данные или программы размножаются во многих тысячах экземпляров. Будучи довольно похожим на динамическое ОЗУ, ПЗУ представляет собой, по существу, решетку из транзисторов (обычно МОП-транзисторов с каналом *n*-типа), но только конфигурация хранимых данных определяется в момент изготовления. В те ячейки памяти, которые должны содержать логическую 1, включается транзистор, а в тех ячейках, где должен храниться логический 0, транзистора нет.

В программируемых ПЗУ (ППЗУ; Programmable ROM, PROM) во все ячейки включаются транзисторы, снабженные плавкой перемычкой, которую можно пережечь, пропуская по ней достаточно большой ток, чтобы разомкнуть цепь. Пользователь сам пережигает нужные перемычки, занося свои собственные данные; это делается с помощью программатора ППЗУ, в котором последовательно перебираются адреса и подается ток, необходимый для расплавления перемычки.

При работе с опытными образцами и при размножении в небольшом числе экземпляров особенно ценным оказывается стираемое ППЗУ (Erasable PROM, EPROM), так как имеется возможность изменять содержащиеся в нем данные, не заменяя ИС. В стираемых ППЗУ в качестве ячеек памяти используются *n*-канальные МОП-транзисторы с индуцируемым каналом, снабженные специальным изолированным плавающим затвором. Перед программированием все МОП-транзисторы ставятся в режим отсечки, что соответствует записи логической 1. Программирование требует тщательного контроля и заключается в подаче сравнительно большого напряжения (25 В) между стоком и вспомогательным затвором, в результате чего происходит временный лавинный пробой в изолирующем слое оксида между каналом и плавающим затвором. После снятия напряжения пробой прекращается, в плавающем затворе остается захваченный им заряд и транзистор отпирается, что соответствует записи в этой ячейке логического 0. Чтобы удалить захваченный заряд, кристалл в течение 30 мин подвергают воздействию интенсивного ультрафиолетового света, под действием которого заряд стекает с плавающего затвора, данные стираются и схема оказывается подготовленной к перепрограммированию. В электрически стираемых ППЗУ (Electrically Erasable PROM, EEPROM или E²ROM) заряд удаляется из затвора не ультрафиолетовым светом, а высоким напряжением. Такие устройства требуют меньшего времени на перепрограммирование, чем стираемые ППЗУ. В популярных E²PROM *флэш* (flash) можно стирать и переписывать отдельные биты при обычном напряжении питания +5 В; поэтому с запоминающими устройствами типа флэш можно обращаться как с энергонезависимым ОЗУ.

Постоянные запоминающие устройства можно рассматривать не только с точки зрения хранения в них данных, но и как очень компактные и гибкие комбинационные логические схемы. В конце концов, работу любой комбинационной логической схемы всегда можно выразить в виде таблицы

истинности, посредством которой данному набору входных битов ставится в соответствие определенная комбинация выходных битов. Если использовать входные биты в качестве разрядов двоичного слова на адресных входах ППЗУ, то требуемые выходные биты можно записать по соответствующим адресам; с помощью всего лишь одной или двух ИС реализуются очень сложные комбинационные логические функции. Если к памяти добавить счетчик и его выходы соединить с шиной адреса стираемого ППЗУ, то получится конечный автомат, у которого на выходе будет появляться регулярная последовательность различных комбинаций битов по мере того, как счетчик станет отсчитывать импульсы тактовой последовательности. Такие устройства могут быть ценными для систем промышленного контроля.

14.6. МикроЭВМ

Независимо от того, как используется компьютер — для перемещения изображения в видеоигре, для воспроизведения музыки или для управления химическим заводом, — в любом случае принцип его действия один и тот же: он выполняет последовательность действий по отправке нужных данных в соответствующее место в надлежащий момент времени. Эта последовательность точно определена *программой*, которая как раз и представляет собой список закодированных инструкций, исполняемых в строгом порядке управляющим устройством компьютера. Во время исполнения программа хранится в памяти в виде ряда двоичных чисел; память используется также для хранения данных. Ясно, что в карте распределения памяти должна быть определена область, отведенная для программы, и она не должна пересекаться с областью, отведенной для данных: если бы система попыталась интерпретировать данные как инструкции программы, то результирующая бессмыслица немедленно привела бы к полному беспорядку.

На рис. 14.11 показаны три составные части микроЭВМ: память, устройство сопряжения (интерфейс) ввода/вывода данных и *центральный процессор* (Central Processor Unit, CPU). Центральный процессор изготавливают, как правило, в виде одной ИС, называемой *микропроцессором* и содержащей несколько регистров данных (длиной от 8 до 64 разрядов), АЛУ для выполнения арифметических и логических операций, а также «сердце» всей системы — ее управляющее устройство. Это устройство, включающее в себя регистр команд и дешифратор, выбирает и исполняет команды, выставляя подходящие адреса на адресной шине и взаимодействуя с нужными регистрами, АЛУ и ячейками памяти. «Ритм» задается тактовым генератором, который стабилизирован кварцем и работает на фиксированной частоте, обычно в диапазоне 10—200 МГц. В тесном контакте с устройством управления функционирует программный счетчик, который, по мере выполнения команд, переходит от одной ячейки к другой в той области памяти, где хранится программа, обеспечивая, таким образом, реализацию системой в целом той последовательности действий, какая задана программой. Очень редко предусмотренные программой команды исполняются непосредственно в том порядке, в каком следуют ячейки памяти; часто встречаются переходы вперед или назад к тем или иным командам в зависимости от результатов отдельных операций (например, команда «GOTO» и переходы к под-

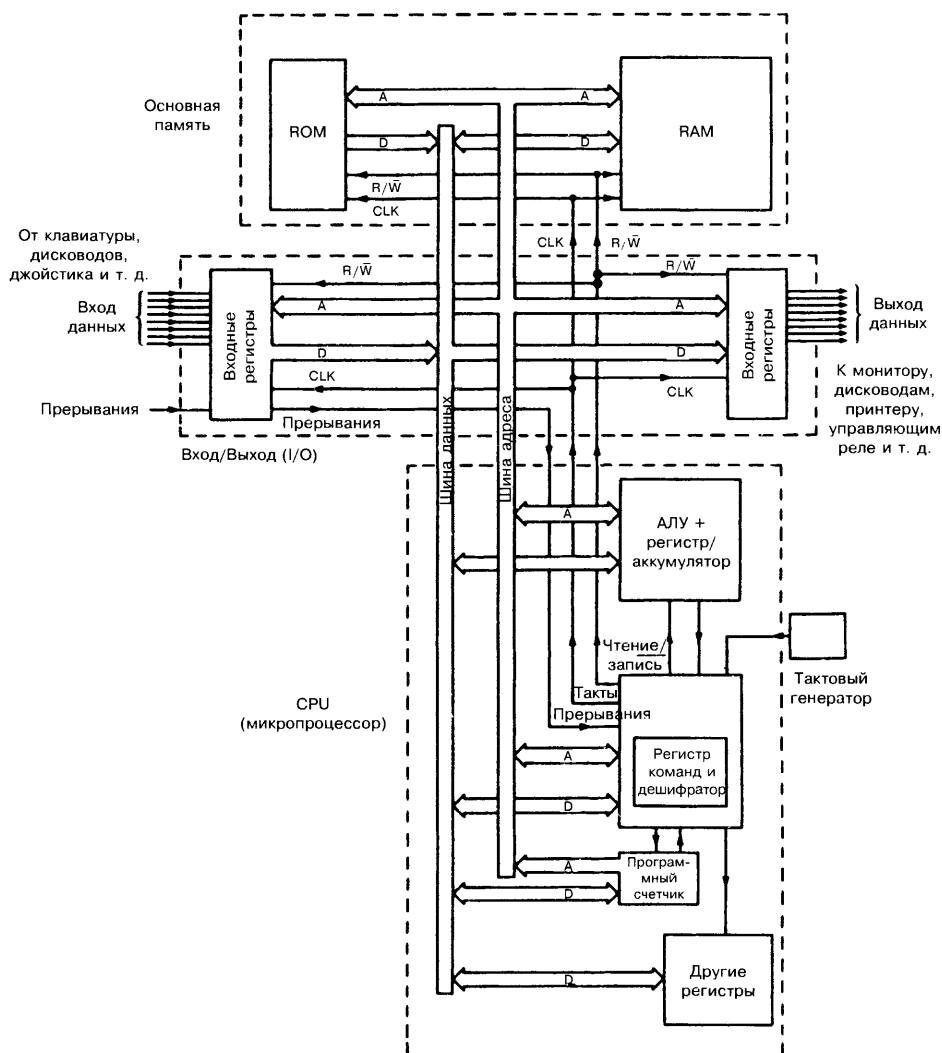


Рис. 14.11. Блок-схема типичной микроЭВМ.

программам и процедурам). Кроме того, управляющее устройство должно реагировать на сигналы, поступающие через входной интерфейс с линией прерывания. Существуют такие реализованные аппаратно специальные входы процессора, что в случае, когда на одном из них возникает активное значение сигнала, программа, закончив выполнение текущей команды, останавливается и процессор начинает выполнять подпрограмму, находящуюся в памяти по определенному адресу.

Логика дешифратора команд и управляющего устройства чаще всего бывает реализована разводкой на кристалле центрального процессора, хотя внутри у некоторых самых сложных процессоров имеется маленький подпроцессор, работа которого запрограммирована наперед в его собственной микропрограмме; такой подход обеспечивает большую гибкость при проектировании ИС.

Микропроцессорные ИС, такие как 6502, Z80, 80486 и Pentium, содержат только центральный процессор, и для того, чтобы собрать микроЭВМ, нужно добавить интерфейсные ИС ввода/вывода, ОЗУ и ПЗУ, а также довольно большое число триггеров и логических элементов, чтобы «склеить» все это. Однако в тех приложениях, где не требуется длинных программ, очень полезны однокристальные микроконтроллеры, такие как 8051 и 6805; в этом случае одна ИС содержит (вместе с процессором. — *Примеч. перев.*) память, устройства сопряжения ввода/вывода и даже тактовый генератор, а стоит она может дешевле печатной платы, на которой стоит.

На рис. 14.12 показана цоколевка популярного микропроцессора 6502, главной составной части заслуженной микроЭВМ Ascom фирмы BBC Microcomputer. Прежде всего обращают на себя внимание 8-разрядная шина данных и 16-разрядная шина адреса. Обратите внимание: ИС центрального процессора служит источником сигналов на шине адреса, тогда как сигналы данных могут попадать на шину данных из любой части системы, и поэтому шина данных показана как двунаправленная. В системную шину входят также линия чтения/записи и выходы тактовых сигналов. 16 разрядов в адресе позволяют непосредственно обратиться к любой из 64К ячеек памяти, и поэтому максимальный объем памяти составляет 64 Кбайт. По теперешним стандартам, когда обычным стал 32-разрядный адрес, микропроцессор 6502 невелик, но зато он позволяет избежать неудобств, связанных с огромным числом выводов, и является типичным с точки зрения 8-разрядных процессоров, на основе которых функционируют многие микроконтроллеры. Как мы вскоре увидим, микроЭВМ BBC Micro или эмулятор BBC. Micro на современном «Архимеде» («Archimedes») позволяют чи-

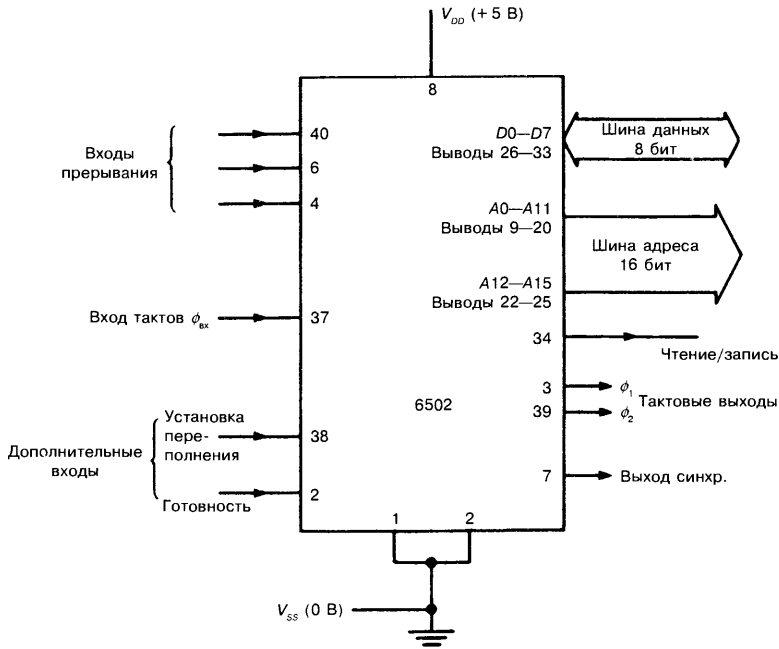


Рис. 14.12. Цоколевка микропроцессорной ИС 6502 (корпус типа DIP с 40 выводами).

тателю приобрести непосредственный опыт программирования процессора 6502. (На таком процессоре работали компьютеры семейств «Apple» и «Правец», получившие заметное распространение в 80-е годы в нашей стране в качестве «школьных» компьютеров. — *Примеч. перев.*)

Со стороны входов у процессора 6502 имеется 3 линии прерываний: RST, NMI и IRQ. На тактовый вход подается сигнал от простого кварцевого генератора, например такого, какой показан на рис. 12.7 (для ИС 6502A типичное значение тактовой частоты 2 МГц). Два вспомогательных входа используются только при особых обстоятельствах. Вход «готовность» совместно с выходом «синхронизация» позволяют видоизменять распределение времени в процессе исполнения команд. Подавая извне сигнал на вход «установка переполнения», можно задать значение логической 1 в одном из разрядов внутреннего регистра «флагов» (признаков), что позволяет изменять последовательность событий в процессе выполнения программы.

14.7. Программные средства

14.7.1. Последовательность команд

МикроЭВМ — это мощное и гибкое устройство, но его исключительная гибкость означает, что оно ничего не может сделать без списка инструкций (команд). Каждый пользователь компьютера быстро понимает, что сама аппаратура — это только отправная точка при создании полезной системы, без программы она так же бесполезна, как самолет без пилота и без маршрута. В знак признания равной важности аппаратного обеспечения и компьютерных программ последние называют обычно *программным обеспечением*.

Изучение программирования в полном объеме выходит за рамки этой книги, но краткое введение поможет читателю разобраться с программами, используемыми далее в этой главе в компьютерных экспериментах.

14.7.2. Машинный код

Компьютерные программы могут иметь различную форму, но в любом случае они должны быть представлены на определенном языке. К этому моменту мы познакомились со структурой микропроцессора, поэтому для нас естественно начать с рассмотрения того языка, который понятен центральному процессору. Этот язык называют *машинным кодом*, и в нем, как и следовало ожидать, используются двоичные числа, которые мы, как обычно, будем ради удобства записывать в дальнейшем в шестнадцатеричной форме. Программа в машинном коде представляет собой простую последовательность закодированных команд для центрального процессора вперемешку с соответствующими адресами в памяти или данными. Центральному процессору бывает известно заранее, что за определенными кодами команд всегда следуют данные или адреса. Например, процессор 6502 знает, что код &A5 является командой загрузки аккумулятора содержимым ячейки памяти, адрес которой непосредственно следует за кодом команды. Кроме

того, код &A5 указывает, что соответствующая ячейка находится в «нулевой странице» памяти (то есть среди ячеек с адресами &00—&FF), поэтому процессор ждет однобайтовый адрес вслед за кодом команды. С другой стороны, код &AD также велит процессору загрузить аккумулятор, но одновременно он указывает на то, что адрес ячейки будет состоять из двух байтов, что позволяет обратиться к любой из 64К ячеек памяти. В некоторых командах не требуется, чтобы после кода команды была указана ячейка памяти (например, код &18, «сбросить в 0 признак переноса»), и процессор знает, что следующий байт он должен рассматривать как код очередной команды. Таким образом, процессор проходит программу по определенному пути, делая различие между числами, которые следует считать кодами команд, и числами, которые являются данными или адресами. Числа, имеющие характер инструкции, называют кодами операций, а данные или адреса, следующие за кодом операции, — *операндами*.

В табл. 14.2 приведен простой пример программы в машинном коде; она написана на языке процессора 6502 и в ней осуществляется сложение двух чисел. Все цифры являются шестнадцатеричными. В левом столбце указаны адреса ячеек памяти, которые мы выбрали, чтобы поместить в них нашу программу; в каждой следующей ячейке содержится код операции или операнд.

Таблица 14.2.

Ячейка	Код	Значение памяти
70	A5	Код операции: загрузка аккумулятора содержимым ячейки памяти, адрес которой указан следующим байтом
71	80	Операнд: адрес ячейки с первым слагаемым в сумме
72	18	Код операции: сбросить в 0 признак переноса
73	65	Код операции: сложить содержимое аккумулятора с содержимым ячейки памяти, адрес которой указан следующим байтом
74	81	Операнд: адрес ячейки памяти, содержимое которой мы хотим сложить с первым числом
75	85	Код операции: сохранить содержимое аккумулятора в ячейке памяти, адрес которой указан следующим байтом
76	82	Операнд: адрес ячейки памяти, в которую должен быть помещен ответ
77	60	Код операции: конец этой части программы

14.7.3. Запуск программы

Если бы мы имели дело с «голым» микропроцессором, нам следовало бы непосредственно ввести в память программу в машинном коде, вручную устанавливая с помощью переключателей соответствующие двоичные числа на шине адреса и на шине данных. Затем для запуска программы нужно подать импульс сброса (обычно 0 В) на вывод сброса RST микропроцессора. Внутренняя структура процессора предусматривает пребывание всей системы в нерабочем состоянии, пока на входе RST удерживается низкий уровень. Когда потенциал на входе RST возвращается к значению +5 В, процессор автоматически загружает программный счетчик содержимым определенных ячеек памяти (в случае процессора 6502 — содержимым ячеек &FFFC и &FFFD). С этого места программный счетчик начинает шагать по памяти, обеспечивая выполнение программы. Поэтому, программируя систему на основе микропроцессора 6502, вы должны поместить адрес начала вашей программы в ячейки &FFFC (младший байт) и &FFFD (старший байт) в качестве указателя, чтобы процессор мог найти вашу программу. Обычно сигнал сброса на входе RST формируется при включении системы, и программа запускается автоматически, хотя иногда у компьютера бывает кнопка ручного сброса (перезапуска) RESET. Как правило, ячейки с адресами &FFFC и &FFFD располагаются в ПЗУ или в стираемом ППЗУ, и делается это по очевидной причине: в противном случае адрес начала программы пропал бы при выключении питания в результате удаления жизненно важного указателя на первую строку программы.

Хотя и полезно знать, как именно процессор начинает работать, все же совсем немногим читателям придется в действительности иметь дело с голым процессором. Потому что самый быстрый путь изучения этой новейшей области электроники состоит в использовании персонального компьютера (ПК) в комплексе с уже встроенной в ПЗУ *операционной системой*. Операционная система — это развитая совокупность программных средств, обеспечивающая выполнение процессором всех рутинных заданий, какие требуются в системе. Например, сразу после запуска все регистры необходимо очистить от случайных данных. Если в машине имеется встроенный Бейсик, то процессор должен обратиться к первой свободной ячейке в области памяти, отведенной для программ на Бейсике, подготовиться к чтению с клавиатуры и показу на экране вводимых инструкций Бейсика. Без операционной системы все эти действия, которые мы воспринимаем как само собой разумеющиеся, были бы невозможны и введение программы стало бы утомительной последовательностью управления многими переключателями для задания в двоичном виде всех кодов, адресов и данных. Большая часть экспериментов, о которых пойдет речь, рассчитана на применение микроЭВМ Acorn/BBC на основе уже рассмотренного нами процессора 6502. Хотя эти машины и выглядят устаревшими по сравнению с сегодняшними стандартами для персональных компьютеров и «Архимедов», все же микроЭВМ фирмы BBC Micro еще используются в большинстве колледжей и школ в Великобритании. С точки зрения наших целей достоинство такой микроЭВМ заключается в легкости доступа к ее параллельным портам ввода и вывода. Идеальной для наших экспериментов является

возможность программирования напрямую на языке ассемблера: такая возможность имеется также на теперешних «Архимедах», снабженных эмулятором BBC Micro.

Разбираемые ниже примеры дешифрирования сигналов, возникающих на шине, можно с пользой применить для организации ввода/вывода на персональных компьютерах фирмы IBM и на совместимых с ними компьютерах.

Если компьютер находится под управлением операционной системы, то это означает, что он, как правило, не начинает исполнять хранящуюся в памяти программу пользователя сразу после перезапуска, а подготавливает себя к приему с клавиатуры указаний о начале действий. В Бейсике все, что требуется, это набрать слово «RUN».

Запустить программу, записанную в машинном коде, тоже очень легко: так же, как и во многих других компьютерах, на микроЭВМ BBC Micro требуется набрать команду *CALL адрес начала*, в результате чего начнется исполнение программы, хранящейся в машинном коде, начиная с этого адреса. Довольно интересно, что в случае, когда начальный адрес указан неправильно и машине велено начать исполнять программу с места, где записано что-то еще например, данные, у процессора нет возможности сообщить, что это не программа, и он начинает «вкалывать» в предположении, что встречающиеся числа являются кодами операций, давая лишние какого-либо смысла результаты (обычно гаснет экран и нет отклика на нажатие клавиш). Такой *фатальный сбой (аварийный отказ)* в системе часто требует выключения питания, для того чтобы восстановить ситуацию, и, хотя никакого вреда при этом машине не наносится, работа, на которую было потрачено много времени, может пропасть. Мудрый программист всегда записывает на диск резервную копию введенной программы перед тем, как попытаться ее запустить.

14.7.4. Непосредственный ввод в машинном коде и запуск

Нашу простую программу сложения из табл. 14.2, написанную в машинном коде, можно ввести прямо в память с помощью операций РОКЕ языка Бейсик (в случае микроЭВМ BBC Micro этой команде эквивалентна инструкция *?адрес*). Хотя это и нудное занятие, но оно дает возможность почувствовать работу микропроцессора в вашем компьютере. Чтобы испытать программу сложения, написанную в машинном коде, введите следующие строки в микроЭВМ BBC Micro; строки нумеровать не нужно:

?&70 = &A5

?&71 = &80

?&72 = &18

?&73 = &65

?&74 = &81

?&75 = &85


$$?&76 = &82$$
$$?&77 = &60$$

Введя программу, мы должны записать два числа, которые хотим сложить, в зарезервированные нами для этих целей ячейки с адресами &80 и &81 соответственно. Эти числа могут иметь любое значение от 0 до 255 (от &00 до &FF) и могут быть десятичными или шестнадцатеричными. Например, если наши числа 13 и 19, то следует ввести

$$?&80 = 13 \text{ или в шестнадцатеричной записи } ?&80 = \&D$$
$$?&81 = 19 \text{ или в шестнадцатеричной записи } ?&81 = \&13$$

Чтобы запустить нашу простенькую программу, мы воспользуемся операционной системой, которая воспринимает инструкции Бейсика:

$$\text{CALL } \&70$$

Эта инструкция поместит в программный счетчик адрес &70 и начнет исполнение с этого места в сторону больших адресов. Наша программа будет выполнена за несколько микросекунд, однако мы не увидим ответ на экране. Это произойдет потому, что результат останется в ячейке памяти с адресом &82, куда мы велели процессору поместить его. Команда Бейсика *РЕЕК адрес* (эквивалентна *?адрес* на микроЭВМ BBC Micro) предоставляет прямой доступ к содержимому ячейки, так что мы можем увидеть наш результат, набрав

$$\text{PRINT } ?\&82$$

Компьютер после нажатия <return> откликнется выводом на экран содержимого ячейки с адресом &82, которое в нашем случае есть сумма 13 и 19, то есть 32. Для получения ответа в шестнадцатеричной форме нужно набрать

$$\text{PRINT } ?\&82$$

На экране появится ответ: 20.

14.7.5. Язык ассемблера

Введенную в компьютер программу в машинном коде, лишенную пояснительных замечаний, сделанных ранее, фактически невозможно понять.

Двоичные коды, используемые процессором, очень далеки от человеческого языка, и любому программисту трудно и утомительно работать с машинным кодом. Эта проблема решается с помощью *языка ассемблера*, в котором машинный код преобразуется в буквенные аббревиатуры, выбранные так, чтобы напоминать программисту функцию каждой команды. Например, наша команда «загрузить аккумулятор» (Load Accumulator), которая в машинном коде записывается как &A5, преобразуется в LDA, что является разумной аббревиатурой данной функции. Имея в виду, что запись на языке ассемблера осуществляет напоминание, ее называют *мнемонической*.

На языке ассемблера так же легко обращаться и с адресами ячеек памяти: программист может называть их, указывая метки, вместо того чтобы обозначать их шестнадцатеричными числами. Поскольку положение каждой метки относительно начала программы является вполне определенным, абсолютные значения адресов ячеек, занимаемых программой, более не существенны, и программа становится *перемещаемой* — это важное свойство для подпрограмм, которые могли бы применяться в множестве различных программ. Метки могут применяться не только для обозначения операндов, но также и в качестве заголовков отдельных частей программы. Такое присвоение меток полезно не только для программиста, чтобы напоминать ему, что делает его программа, но также и в качестве разметки, позволяющей осуществлять ветвление и переходы в самой программе. Например, команда условного перехода BCC SMALL отправит процессор к подпрограмме, помеченной меткой SMALL, если признак переноса в слове состояния окажется равным нулю.

Третье полезное свойство языка ассемблера состоит в том, что программист имеет возможность вносить замечания и пояснительный комментарий в каждую строку программы. Вставление такого рода *документации* является жизненно необходимым для любой программы. Без нее даже сам составитель программы может забыть доводы и аргументацию в пользу различных подпрограмм и структур.

Ценность языка ассемблера иллюстрируется на примере программы, приведенной в табл. 14.3, где наша программа сложения, написанная ранее в машинном коде, теперь выражена посредством мнемоники и меток.

Таблица 14.3.

Код операции	Операнд	Комментарий
.ADDER		/метка, задающая начало подпрограммы
LDA	BOXONE	/загрузить первое число в аккумулятор из ячейки памяти BOXONE
CLC		/сбросить признак переноса в ноль
ADC	BOXTWO	/прибавить второе число из ячейки памяти BOXTWO к содержимому аккумулятора
STA	SUMBOX	/сохранить эту сумму чисел в ячейке памяти SUMBOX
RTS		/конец этой части программы

Чтобы запустить программу, написанную на языке ассемблера, необходимо сначала запустить «дешифрующее» программное средство, называемое *ассемблером*, для преобразования мнемоники и меток в двоичный машинный код и удаления полей комментария. Затем оттранслированная программа в машинном коде запускается обычной инструкцией CALL, в которой теперь удобно сослаться на начальную метку программы, а именно CALL ADDER.

МикроЭВМ BBC Micro содержит полезный ассемблер как часть встроенной операционной системы. В частности, ассемблер хорошо сопрягается со средствами языка Бейсик, так что части программы, написанные на языке ассемблера, могут быть вставлены в программу, написанную на Бейсике, только они должны быть заключены в пару квадратных скобок: []. Обычно участку программы на языке ассемблера предшествуют одна или две строки на Бейсике. Прежде всего необходимо сообщить программному счетчику, откуда начинать, для чего переменной P% присваивается номер ячейки памяти; затем мы определяем ячейки памяти для используемых меток. В дальнейшем документирование можно осуществлять также средствами Бейсика, то есть пометкой REM (REMark, замечание). Вот наша программа сложения на языке ассемблера, готовая для непосредственного ввода в микроЭВМ BBC Micro:

```

10  MODE 6: REM установка режима работы дисплея
20  P%=&70: REM установка программного счетчика на ячейку памяти &70
30  BOXONE=&80: BOXTWO=&81: SUMBOX=&82: REM определение ячеек
    памяти для меток
40  [
50      .ADDER      /метка, задающая начало подпрограммы
60  LDA BOXONE      /загрузить первое число в аккумулятор из ячейки памяти
    BOXONE
70      CLC          /сбросить признак переноса в ноль
80  ADC BOXTWO      /прибавить второе число из памяти BOXTWO к содержа-
    жимому аккумулятора
90  STA SUMBOX      /сохранить эту сумму чисел в ячейке памяти SUMBOX
100     RTS          конец части программы на языке ассемблера; возврат в
    Бейсик
110 ]

```

Введя эту программу, наберите RUN, чтобы запустить ее обычным способом. Это приведет, по существу, к тому, что программа будет оттранслирована: на экране появится текст программы в машинном коде, причем коды операций и операнды будут аккуратно выведены в соответствующих столбцах. Теперь мы должны поместить наши числа, которые нужно сложить, в соответствующие ячейки памяти, помня о том, что у нас имеется удобная возможность называть их по именам; например,

?BOXONE = 13

?BOXTWO = 19

Чтобы запустить программу в машинном коде, наберите CALL ADDER и посмотрите результат в SUMBOX, то есть

PRINT ?SUMBOX

На экране появится ответ.

14.7.6. Языки высокого уровня

Мы только что убедились в том, что, хотя язык ассемблера много ближе к языку человека, нежели машинный код, он все же скучен и утомителен, когда все сводится к простой арифметической операции. В частности, он не вполне удобен для приема данных с клавиатуры и вывода их на экран и, на самом деле, слишком подчеркивает сложность этих простых действий, которые нам хотелось бы иметь готовыми.

Сегодня при программировании в большинстве случаев пользуются языками высокого уровня, из которых самым распространенным на домашних компьютерах является Бейсик; в профессиональных приложениях популярны другие языки, такие как С и С++. Программисту, пишущему программы на языке высокого уровня, нужны минимальные знания того, как в деталях работает процессор, либо не нужны вовсе; для него все необходимые регистровые операции и обработка признака переноса выполняются автоматически. Команды имеют вид осмысленных выражений на английском языке или математических операторов, а замечания и комментарии можно включать совершенно свободно, предваряя их пометкой REM. Данные можно легко ввести с клавиатуры, не заботясь о помещении их в определенную ячейку памяти, а результаты вывести на экран дисплея или распечатать.

С использованием Бейсика нахождение нашей суммы почти тривиально по своей простоте. Введите с клавиатуры:

```
PRINT 13+19
```

Компьютер откликнется на это, показав ответ:

32

В программу на Бейсике легко добавить в качестве дальнейшего усовершенствования приглашение пользователю ввести его собственные числа, которые надо сложить. Надпись, выводимую на экран оператором PRINT, можно в дополнение к ответу украсить указателем «СУММА =».

```
10 REM ПРОГРАММА СЛОЖЕНИЯ ДВУХ ЧИСЕЛ
20 INPUT «ВВЕДИТЕ ПЕРВОЕ ЧИСЛО»; A
30 INPUT «ВВЕДИТЕ ВТОРОЕ ЧИСЛО»; B
40 PRINT «СУММА =»; A + B
50 END
```

Наберите RUN, и вы увидите, как эта простая программа делает компьютер машинкой для сложения.

Мы видим, что можно не заставлять программиста ломать голову над ячейками памяти и кодами операций: Бейсик оставляет детали за кулисами и допускает использование обычных алгебраических переменных, таких как *A* и *B*. Бейсик, как и другие языки высокого уровня, способен непосредственно воспринимать выражения типа

$$\text{SUM} = A + B,$$

так что выполнение математических операций становится исключительно простым. В противоположность этому язык ассемблера удобен для быстрых пересылок и сортировки данных, а также для чтения и записи при взаимодействии с портами ввода и вывода, где существенно использование определенных адресов. Большая часть компьютерных игр и видеоигр написана на языке ассемблера, так как в них в большом объеме происходит перемещение данных и встречаются лишь простейшие вычисления и логические действия. С другой стороны, вычисление, например, такого выражения, как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2},$$

значительно быстрее запрограммировать на языке высокого уровня, чем на языке ассемблера.

Трансляция программы с языка высокого уровня в машинный код, понятный процессору, является, ясное дело, довольно сложным процессом, требующим своей собственной специальной программы. *Интерпретатор* может осуществлять этот процесс строка за строкой по мере исполнения программы; с помощью *компилятора* вся программа может быть оттранслирована до ее исполнения. В общем случае, программа, написанная на языке, предусматривающем использование интерпретатора, например на Бейсике, выполняется медленнее, чем программа, скомпилированная с такого языка, как С, из-за времени, затрачиваемого на интерпретирование во время исполнения. Однако переделки быстрее производить в интерпретируемой программе, поскольку не требуется затрат времени на компиляцию программы заново перед ее исполнением.

Хотя программа, оттранслированная с языка высокого уровня, может работать сравнительно быстро, все же программа в машинном коде, полученная из эквивалентной программы на языке ассемблера, обычно выполняется еще быстрее, так как для выполнения требуемых операций процессор используется в ней более эффективно. Однако в настоящее время программирование все больше осуществляется на языках высокого уровня из-за ясности выражений и логической структуры. Эти два обстоятельства способствуют созданию сложных программ, работающих быстрее, а также помогают обеспечить их надежность в работе и легкость модификации, если позднее возникает необходимость в изменениях.

14.8. Ввод в микроЭВМ и вывод из нее

14.8.1. Дешифрование адреса

На рис. 14.11 показано, что порты ввода и вывода, удовлетворяющие все потребности системы, располагаются на общих с остальной частью системы шинах адреса и данных. Однако во многих компьютерах отсутствует возможность прямого обмена логическими сигналами, а доступ к системе ограничен и его имеют только клавиатура, принтер и дисководы. В этом подразделе организация ввода/вывода рассматривается шире, и результаты

этого рассмотрения могут пригодиться при использовании персональных компьютеров семейства IBM. Одновременно читатель приобретет опыт дешифрирования адреса и применения логических элементов с тремя состояниями на выходе для подключения к шине данных.

У некоторых процессоров, таких как Intel 80486, имеются специальные средства обеспечения ввода и вывода, допускающие совместное использование шины адреса с памятью. Это достигается за счет дополнительного управляющего сигнала в системной шине, называемого *запросом ввода/вывода*. Если данный сигнал имеет активное значение (обычно 0 В), то это означает, что шина данных потребовалась устройству ввода или вывода и любая память, доступ к ячейкам которой осуществляется по тем же адресным линиям, временно отключается, чтобы избежать искажения данных, обусловленных *конфликтом* на шине. Достоинство специально выделенной управляющей линии для ввода/вывода заключается в том, что при этом нет необходимости дешифрировать в порте ввода/вывода полный адрес, выставляемый процессором на шину адреса, длина которого может достигать до 32. Обычно бывает достаточно 16 разрядов, а иногда нет нужды в дешифрировании более 8 разрядов.

При альтернативном подходе, который называется *вводом/выводом согласно распределению памяти*, линия запроса ввода/вывода не нужна, а просто группа адресов памяти выделяется для ввода/вывода. Чтобы избежать конфликта на шине, нормально никакие ячейки памяти, как правило, не располагаются по этим адресам. У любого процессора ввод/вывод может

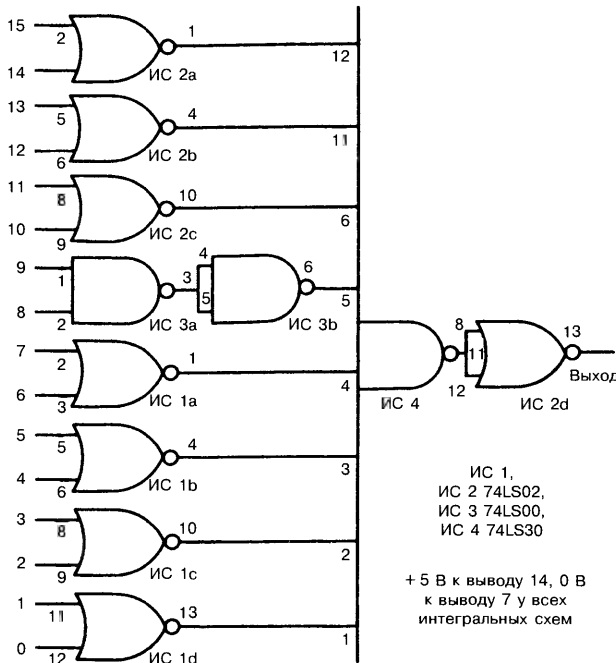


Рис. 14.13. Дешифратор адреса для компьютеров семейства IBM. Высокий уровень на выходе возникает только в том случае, когда на входах действуют сигналы 0000 0011 0000 0000 (&H0300).

быть организован согласно распределению памяти, но процессор 6502 и процессоры серии 68000, фактически, могут пользоваться только этим способом, поскольку у них нет линии запроса ввода/вывода.

Адреса, используемые для ввода/вывода, обычно располагаются в карте распределения памяти вблизи одного из ее концов, чтобы избежать конфликта с программой и другими данными. Отправной точкой при организации порта ввода или вывода является дешифрирование адреса.

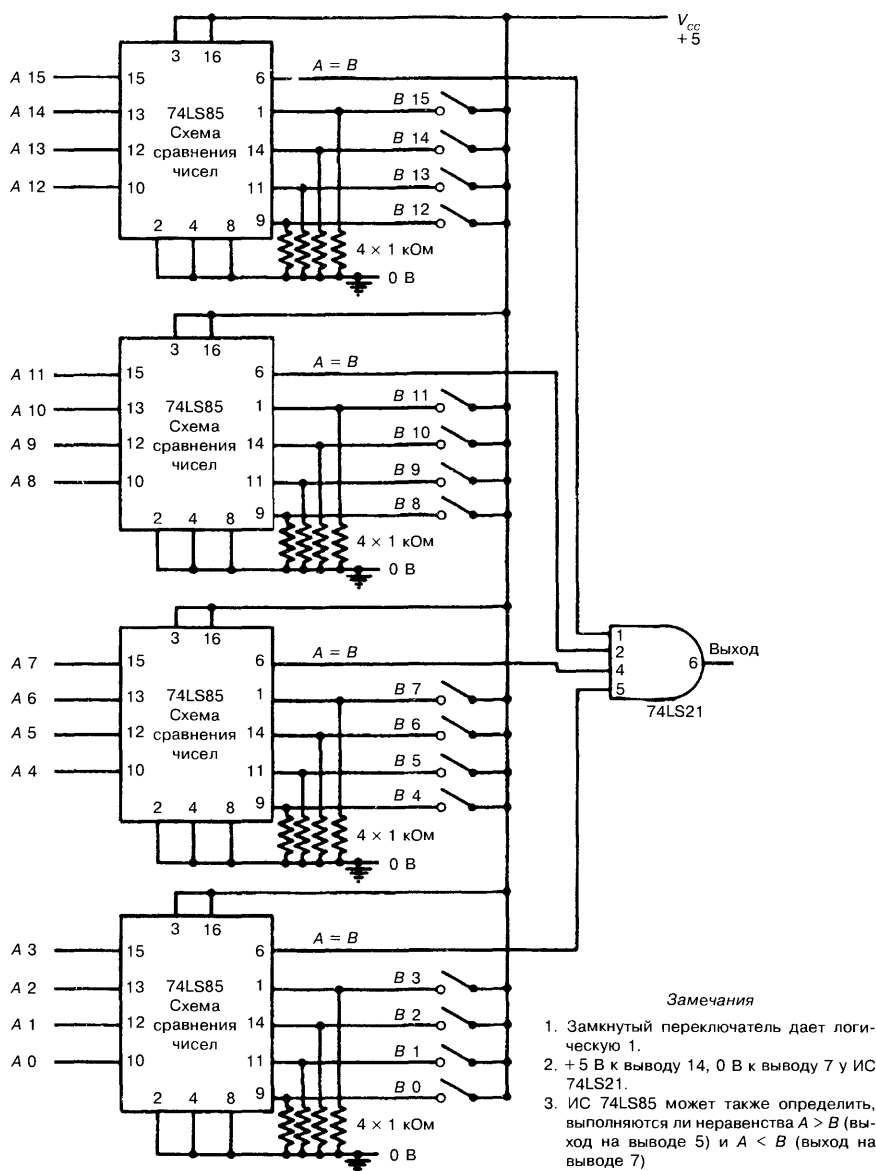


Рис. 14.14. Универсальный дешифратор адреса на ИС сравнения чисел 74LS85. Логическая 1 появляется на выходе только тогда, когда двоичное число на входе (A0—A15) равно числу, установленному ключами (B0—B15).

На рис. 14.13 приведен практический *дешифратор адреса*, который выработывает логическую 1 на выходе только тогда, когда на входах с A0 по A15 действует сигнал &H0300. В двоичной форме выбранный нами адрес имеет вид 0000 0011 0000 0000, и, потратив немного времени и усилий, нетрудно разобраться в том, как работает этот дешифратор.

В некоторых приложениях могут быть нужны более гибкие дешифраторы адреса, которые можно было бы перестраивать на различные значения входных сигналов; для таких случаев полезен универсальный дешифратор, представленный на рис. 14.14. В нем применены *схемы сравнения чисел* 74LS85, каждая из которых дает логическую 1 на своем выводе 6, когда 4-разрядное число на входах «А» тождественно совпадает с 4-разрядным числом на входах «В». Здесь входы «В» соединены с ключами, причем идеальными являются небольшие переключатели с двухрядным расположением выводов или поворотный переключатель на 16 положений. Когда ключ замкнут, то 1-килоомный резистор, соединяющий данный вход с землей, обеспечивает логический 0 на этом входе. Выходы четырех схем сравнения объединяются логическим элементом И (ИС 74LS21), на выходе которого и появляется дешифрованный сигнал. С помощью переключателей можно набрать любой требуемый 16-разрядный код адреса, и тогда сигнал на выходе будет иметь высокий уровень только в случае появления на входах A0—A15 точно такого же адреса.

Как уже упоминалось, ради экономии в числе ИС и в площади, занимаемой дешифратором на печатной плате, принято дешифровать только часть адресной шины. Если, например, в схеме на рис. 14.13 игнорировать сигналы на входах с A0 по A3, то дешифратор все же будет распознавать адрес &H0300. Если, кроме того, не принимать во внимание сигналы с A12 по A15, то дешифратор все еще будет работать, хотя и будет откликаться также на адреса с &H1300 по &HF300. Это несущественно, пока на этих адресах нет других портов ввода/вывода. Посредством частичного дешифрирования можно достичь полезного упрощения и экономии по стоимости.

14.8.2. Порт вывода

На рис. 14.15 показано, как можно воспользоваться одним из наших дешифраторов адреса и регистром-защелкой 74LS273, чтобы образовать порт вывода. Данные, имеющиеся на линиях D0—D7 шины данных, записываются в регистр, когда одновременно распознается выбранный адрес (&H0300 для дешифратора на рис. 14.13) и на линии WR действует активное значение управляющего сигнала записи (0 В). После того как данные записаны, можно применить светодиоды в качестве индикаторов двоичных данных, используя схему, указанную на рис. 13.35; логической 1 будет соответствовать горящий светодиод. Можно поступить иначе и образовать порт из управляемых транзисторами реле, о которых шла речь в гл. 1 (см. рис. 1.4, б). Не забудьте последовательно в базу каждого транзистора включить 1-килоомный резистор для ограничения тока. Для многих пользователей персональных компьютеров эта схема может стать знаменательным шагом вперед, поскольку теперь оказывается возможным с помощью компьютера управлять такими внешними устройствами, как моторы, нагреватели и лампы.

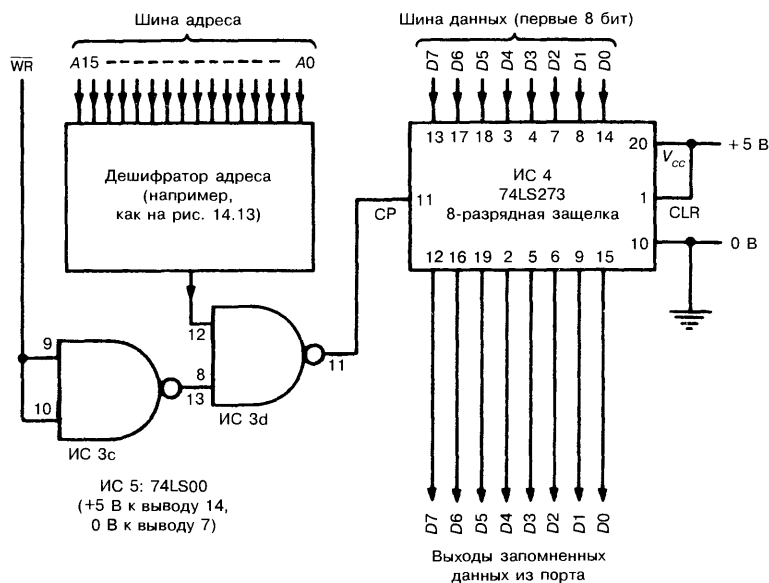


Рис. 14.15. Компьютерный порт вывода на основе регистра-заселки, состоящего из 8 D-триггеров, запись в который происходит по сигналу с выхода дешифратора адреса и импульсу WR.

Естественно, всякий прибор, работающий от сети, следует тщательно изолировать от компьютерной электроники с помощью отдельного реле, рассчитанного на соответствующее напряжение сети.

При практическом конструировании схем портов полезно знать разводку 62-контактного разъема системной шины (слота расширения) IBM-совместимых компьютеров в стандарте ISA, показанную на рис. 14.16. Такие разъемы стоят в большинстве компьютеров, начиная с PC XT и выше (за исключением PS/2): обычно в персональном компьютере имеются один или два свободных разъема (слота). Большинство компьютеров сегодня являются 16-разрядными (на середину 1994 года. — *Примеч. перев.*) и содержат также 36-контактные разъемы, обеспечивающие доступ к линиям данных с 9 по 15 и к адресным линиям с 20 по 23. Все детали приведены в приложении 5.



Замечания

1. Выходы источников питания можно применять для питания внешних схем.
2. Все входы и выходы совместимы с ТТЛШ-логикой. Выходы имеют коэффициент разветвления по выходу, равный 2.
3. Всегда выключайте ПК, вставляя и вынимая платы расширения.

Рис. 14.16. Разводка системной шины в слоте расширения компьютеров семейства IBM.

14.8.3. Порт ввода

На рис. 14.17 показано, как расширить наше устройство сопряжения с компьютером и добавить порт ввода на основе 8-разрядного буфера 74LS244 с тремя состояниями на выходе, обеспечивающего вывод данных на шину, когда это разрешается дешифратором адреса. С помощью логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (ИС 7а) к адресу порта добавляется единица (только в младшем разряде, без переноса. — *Примеч. перев.*), когда процессор посылает импульс RD и порт открыт. Если, например, воспользоваться дешифратором, представленным на рис. 14.13, то адрес порта вывода равен &H0300, а адрес порта ввода равен &H0301. Точно так же можно поступить и в том случае, когда используется универсальный дешифратор адреса (рис 14.14).

14.8.4. Практические схемы портов для персональных компьютеров

Объединенный порт ввода/вывода, показанный на рис. 14.17, можно собрать на специальной макетной плате, рассчитанной на вставку в свободный слот расширения на материнской плате персонального компьютера. Тогда питание и все сигналы — адрес, данные, сигналы чтения, записи и прерываний — берутся из системной шины. Подходящие для этого платы выпускаются фирмой Marlin Electronics.

Необходимо принять меры предосторожности, чтобы гарантировать надежную изоляцию между электроникой персонального компьютера и внешними напряжениями, потому что в противном случае в компьютере могут произойти дорогостоящие поломки.

К портам ввода и вывода легко обращаться из программ, написанных для работы в среде GWBASIC или QBASIC, вставляя соответствующие строки. Ключевыми являются команды INP и OUT соответственно для чтения и для вывода шестнадцатеричного числа по указанному адресу. Типичные строки в программе могли бы иметь следующий вид.

Чтобы перевести все линии вывода на уровень логической 1:

```
10 OUT &H0300, &FF
```

Чтобы прочесть число на линиях ввода:

```
10 N = INP (&H0301)  
20 PRINT N
```

Чтобы прочесть число на линиях ввода и послать его на линии вывода:

```
10 N = INP (&H0301)  
20 OUT &H0300, N  
30 GOTO 10
```

В системах на основе персональных компьютеров в качестве гибкого устройства ввода/вывода широко применяется программируемый параллельный интерфейс 8255 фирмы Intel (аналог 580BB55. — *Примеч. перев.*). Он может быть запрограммирован таким образом, чтобы любой из его трех

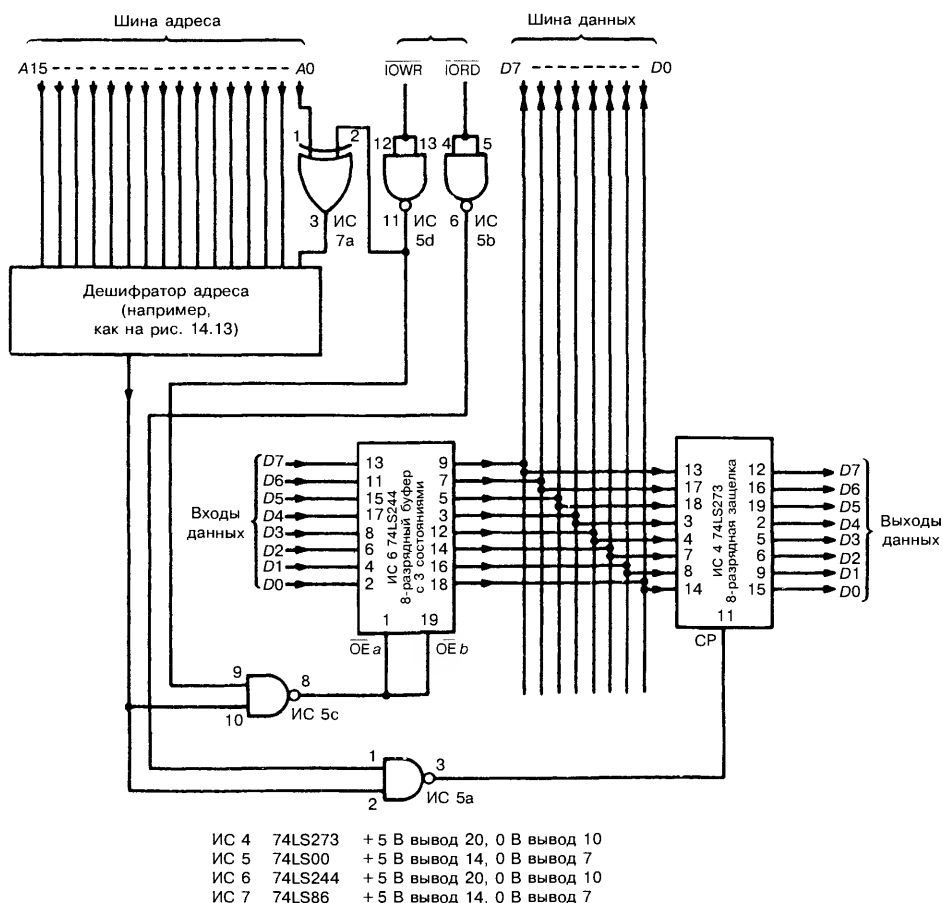


Рис. 14.17. Объединенный порт ввода и вывода. При использовании дешифратора, представленного на рис. 14.13, адрес порта вывода равен &H0300, а адрес порта ввода — &H0301.

8-разрядных портов мог выполнять либо функцию порта ввода, либо функцию порта вывода. Интерфейс применяется вместе с дешифратором адреса; программирование интерфейса можно осуществить, используя главный процессор; в результате программирования каждый из портов может стать либо простым буфером, либо регистром-защелкой либо действовать как двунаправленная шина. Полезную дальнейшую информацию можно почерпнуть из справочных данных об ИС 8255.

14.9. Эксперименты с вводом/выводом на микроЭВМ Acorn

МикроЭВМ Acorn фирмы BBC Micro особенно хорошо приспособлена для экспериментов с вводом и выводом, поскольку у нее имеются два отдельных параллельных 8-разрядных порта. Адрес двунаправленного порта пользователя &FE60 (65120), и он доступен на разъеме PL10, а адрес принтерного порта &FE61 (65121), и он доступен на разъеме PL9. Последний из этих

портов годится только для вывода; он снабжен буферами 74LS244. Эта ИС способна отдавать на выходе 15 мА, и, следовательно, к ней можно непосредственно подключать как маломощные реле, так и светодиоды, очень полезные при экспериментах. Направление передачи данных в двунаправленном порте можно задавать, записывая нужное значение в соответствующий разряд регистра направления передачи данных по адресу &FE62: 0 для ввода и 1 для вывода. В наших экспериментах порт ввода/вывода пользователя будет применен только для ввода, и поэтому с самого начала по адресу &FE62 записывается 0.

На рис. 14.18 показано, как можно для целей эксперимента подключить к портам ключи и светодиоды. Ключами устанавливаются уровни сигналов, подаваемых на 8 разрядов порта пользователя; с каждым ключом непосредственно соединен светодиод для наглядной индикации логического уровня. Со стороны выхода к порту принтера подключены светодиоды; горящий светодиод означает логическую 1. Дополнительный ключ, установленный на входе CB1, используется позднее в эксперименте с прерываниями.

Эксперимент с портами можно провести с помощью простой программы на Бейсике, которую следует ввести и запустить в обычном порядке:

```
10      ?&FE62 = 0: REM установить порт ввода/вывода пользователя в ре-
        жим ввода
20      ?&FE61 = ?&FE60: REM прочесть данные из порта ввода/вывода и
        послать эти данные на порт вывода (принтера)
30      GOTO 20
```

Эта программа просто непрерывно просматривает или *опрашивает* порт ввода и прямо передает прочитанные там данные на порт вывода: какой бы ни была картинка из светящихся и погашенных светодиодов на входе, она переносится на светодиоды на выходе, пока выполняется программа. В строке 10 порт пользователя *инициализируется*, то есть в данном случае устанавливается в режим ввода путем записи нуля в регистр направления передачи данных по адресу &FE62.

Можно провести массу экспериментов с программами обработки данных. Например, можно написать простую программу переноса данных на выход только в том случае, когда значение выражаемого ими числа лежит в определенных пределах. Можно придумать значительно более сложные действия, например контроль за состоянием машины, рассматривая каждый из восьми разрядов как отдельный вход: от термостата, от фотодетектора, от клапана давления и др.; точно так же назначение отдельных выходных линий может состоять в выполнении индивидуальных действий. Тогда можно будет заставить программу принимать логические решения и задавать на выходе тот или иной режим работы в зависимости от того, какие значения в это время имеют входные сигналы.

Теперь микроЭВМ предстает перед нами в важной роли узла общего назначения в электронной системе, способного воспринимать входные сигналы и генерировать выходные. С помощью подходящего программного обеспечения можно поместить между входом и выходом арифметику и логические решения в любом объеме. Это означает огромную гибкость в при-

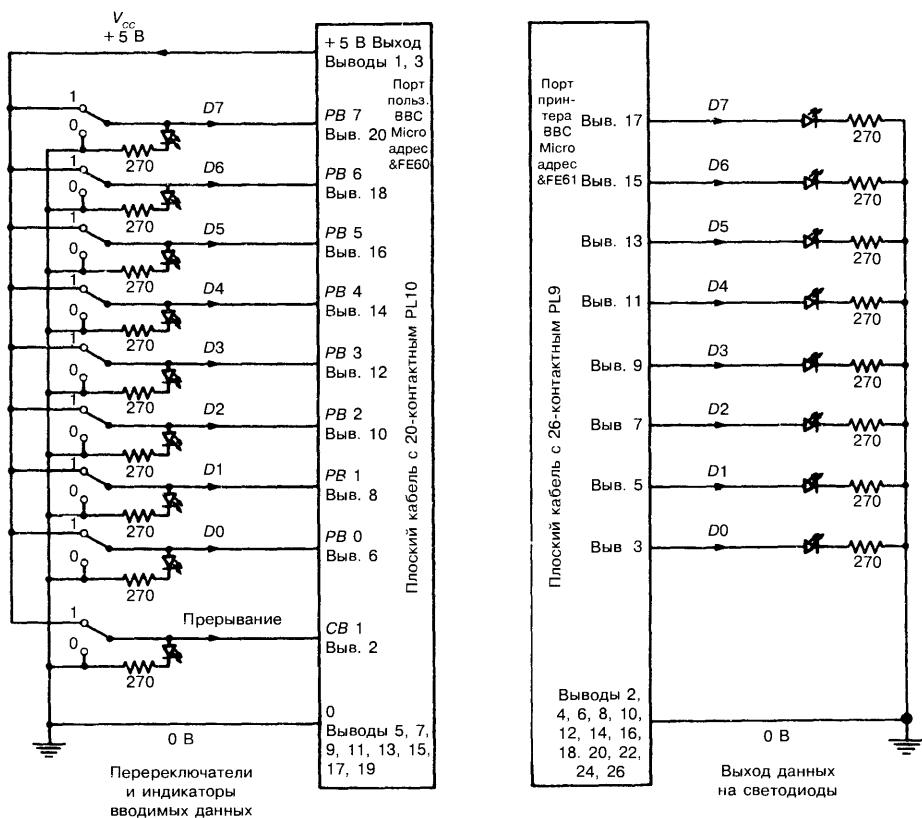


Рис. 14.18. Схемы с ключами и светодиодами для экспериментов с портами ввода и вывода. Показана разводка портов микроЭВМ BBC Micro. Приведенную схему можно использовать также для работы с портами персонального компьютера, приведенными на рис. 14.17.

ложениях; например, функции контроля за состоянием машины можно изменить в корне, вставив новый элемент стираемой ППЗУ с другой программой.

14.10. Изучение процессора

Теперь, применяя наши новые средства ввода и вывода, мы можем глубже покопаться в том, как функционирует процессор. Для микроЭВМ BBC Micro имеется написанная на языке ассемблера программа EXPLORE, демонстрирующая выполнение процессором основных арифметических и логических функций, на основе которых строятся все более сложные операции. Главной составной частью программы является набор подпрограмм между строками 40-й и 520-й. Каждая подпрограмма начинается с метки (например, and) и заканчивается командой RTS (возвращение из подпрограммы в Бейсик). Каждая подпрограмма иллюстрирует один аспект функционирования процессора, используя данные, вводимые вручную ключами на входах порта ввода, и высвечивая результат на светодиодах, подключенных к выходам порта вывода. Комментарий в каждой строке, следующий за сим-



волом «\», объясняет ее назначение. Для удобства вызов каждой подпрограммы поставлен в соответствие отдельной программируемой функциональной клавише в строках 560-650. Символ | М в конце каждой строки программирования клавиши эквивалентен нажатию клавиши <return>, так что достаточно одиночного касания функциональной клавиши для вызова требуемой подпрограммы. Автоматическое повторение при удерживании клавиши в нажатом состоянии обеспечивает быстрое повторение подпрограммы, соответствующей выбранной функциональной клавише, в результате чего происходит периодически повторяющийся опрос порта ввода и выполнение действия, предусмотренного данной подпрограммой.

После ввода программы в компьютер следует сразу же запомнить ее на диске на тот случай, если какие-либо ошибки вызовут «фатальный сбой». Затем, набрав RUN <return>, оттранслируйте программу в машинный код. Теперь можно использовать функциональные клавиши для вызова подпрограмм по мере надобности. Можно наблюдать в действии различные логические и арифметические функции, а также операции, относящиеся к счету. Экспериментатор будет поражен тем, с какой легкостью можно воспользоваться микроЭВМ для выполнения этих функций по сравнению с длительной и трудоемкой аппаратной реализацией эквивалентных логических схем.

```

10  MODE 6
20  REM EXPLORE — программа на языке ассемблера для непосредствен-
    ной демонстрации основных логических и арифметических операций
    в процессоре компьютера
30  P% = &1800 : REM установка программного счетчика на адрес &1800,
    где располагается программа
40  [
50  .input
60  LDA#&00      \начальная загрузка нуля в аккумулятор
70  STA&FE62     \копирование аккумулятора (нуля) в ячейку &FE62 для
    установки порта &FE60 в режим ввода
80  RTS         \возврат в Бейсик
90  .data
100 LDA&FE60    \загрузка аккумулятора данными из порта ввода &FE60
110 STA&FE61    \копирование аккумулятора в порт вывода &FE61
120 RTS         \возврат в Бейсик
130 .and
140 LDA&FE60    \загрузка аккумулятора данными из порта ввода
150 AND&FE61    \поразрядное И с двоичным словом из порта вывода
160 STA&FE61    \копирование результата в порт вывода
170 RTS         \возврат в Бейсик
180 .or

```

190	LDA&FE60	\загрузка аккумулятора данными из порта ввода
200	ORA&FE61	\поразрядное ИЛИ с двоичным словом из порта вывода
210	STA&FE61	\копирование результата в порт вывода
220	RTS	\возврат в Бейсик
230	.exor	
240	LDA&FE60	\загрузка аккумулятора данными из порта ввода
250	EOR&FE61	\поразрядное ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ с двоичным словом из порта вывода
260	STA&FE61	\копирование результата в порт вывода
270	RTS	\возврат в Бейсик
280	.countup	
290	INC&FE61	\добавление 1 к числу на порте вывода
300	RTS	\возврат в Бейсик
310	.countdown	
320	DEC&FE61	\вычитание 1 из числа на порте вывода
330	RTS	\возврат в Бейсик
340	.shiftright	
350	LSR&FE61	\сдвиг слова на порте вывода на один разряд вправо
360	RTS	\возврат в Бейсик
370	.shiftleft	
380	ASL&FE61	\сдвиг слова на порте вывода на один разряд влево
390	RTS	\возврат в Бейсик
400	.add	
410	LDA&FE60	\загрузка аккумулятора данными из порта ввода
420	CLC	\запись 0 в признак переноса
430	ADC&FE61	\сложение числа на порте вывода с содержимым аккумулятора
440	STA&FE61	\копирование результата в порт вывода
450	RTS	\возврат в Бейсик
460	subtract	
470	LDA&FE61	\загрузка аккумулятора данными из порта вывода
480	SEC	\запись 1 в признак переноса
490	SBC&FE60	\вычитание числа на порте ввода из содержимого аккумулятора
500	STA&FE61	\копирование результата в порт вывода
510	RTS	\возврат в Бейсик



```
520 |  
530 REM программа начинает исполняться с запуска подпрограммы <input>  
    для инициализации порта ввода  
540 CALL input  
550 REM далее функциональные клавиши программируются на вызов логи-  
    ческих подпрограмм  
560 *KEY0 CALL data | M  
570 *KEY1 CALL and | M  
580 *KEY2 CALL or | M  
590 *KEY3 CALL exor | M  
600 *KEY4 CALL countup | M  
610 *KEY5 CALL countdown | M  
620 *KEY6 CALL shiftright | M  
630 *KEY7 CALL shiftLR | M  
640 *KEY8 CALL add | M  
650 *KEY9 CALL subtract | M
```

Главное достоинство этой программы заключается в том, что она является занимательной иллюстрацией к тому факту, что основные логические и арифметические функции, а также операции счета, рассмотренные нами в гл. 13 с точки зрения их схемной реализации на логических элементах, составляют также суть того, что происходит в процессоре. Приобретая опыт в отношении логических И и ИЛИ, а также в сложении, вычитании и сдвиге, мы можем видеть теперь, что вся внушающая благоговение мощь компьютера своим происхождением обязана эффективному расположению в нужном порядке простых логических функций.

Хотя язык ассемблера, на котором написана программа «EXPLORE», специфичен для процессора 6502 и микроЭВМ BBC Micro, ее можно адаптировать применительно к компьютерам семейства IBM. Читатель, у которого есть такой персональный компьютер с портами ввода и вывода и возможность работать на языке ассемблера, может поэкспериментировать с переписыванием программы «EXPLORE» на языке ассемблера процессоров Intel 80X86. Следует проявить аккуратность при использовании подходящих адресов портов ввода и вывода (&H0301 и &H0300 в схеме на рис. 14.17 соответственно). Как и в микроЭВМ BBC Micro, параллельный порт в персональном компьютере является полезным средством сопряжения для вывода данных; он располагается по адресу, лежащему в интервале &H0378—037F.

14.11. Как отвлечь процессор от выполняемой программы?

14.11.1. Прерывания

До сих пор наши эксперименты с вводом/выводом были иллюстрацией того, как процессор опрашивает порт ввода и затем обрабатывает введен-

ные данные в соответствии с программой. Однако в практических приложениях часто бывает необходимо предпринимать особые действия в ответ на редкие, но важные события, когда тратить время процессора на постоянно повторяющийся опрос порта ввода расточительно. Например, процессор нормально мог бы быть занят сортировкой и оценкой данных на какой-нибудь удаленной станции с телеметрической связью, куда время от времени извне поступает сигнал, говорящий о том, что следует отправить результаты его работы в центр, на базу. Для этого требуется, чтобы процессор оставил свою рутинную работу и перешел к особой процедуре вывода в ответ на команду извне. Это совершается путем использования имеющегося прямо на кристалле процессора входа *прерывания*, сигнал на котором уводит процессор к особому месту в памяти. А там процессор видит указатель, или *вектор*, отправляющий его в специально предназначенную для этого часть программы.

Обычно процессор имеет не один вход прерывания, а больше, и у них различные *уровни приоритета*. Если несколько прерываний приходят одновременно, то они обрабатываются строго в порядке приоритетов. У процессора 6502 два таких входа: вход *немаскируемых прерываний* (NMI), имеющий наивысший приоритет и используемый в аварийной ситуации, например для сохранения данных, когда пропадает напряжение питания, и вход *требования пребывания* (IRQ), используемый для прерываний общего назначения. По выбору программиста процессор можно сделать чувствительным или нечувствительным к сигналам на входе IRQ, установив соответствующее значение *признака прерываний* в регистре состояния процессора. Однако сделать процессор нечувствительным к сигналам на входе NMI нельзя. У более сложных процессоров имеется большое число аппаратно реализованных входов прерываний с различными приоритетами. Организация их работы осуществляется с помощью *программируемого контроллера прерываний* (Programmable Interrupt Controller, PIC), такого как используемая в персональных компьютерах ИС 8259А (аналог 580ВН59. — *Примеч. перев.*), допускающая восемь уровней запроса, причем это число можно увеличить за счет дополнительных ИС 8259А. Однако даже на двух входах, имеющихся у процессора 6502, можно при подходящей операционной системе организовать приоритетное обслуживание большого числа различных запросов на прерывание. При обнаружении требования прерывания программа может определить, какого оно происхождения, опрашивая различные возможные источники запросов, такие как клавиатура, таймер и др. В зависимости от приоритета, назначенного этому источнику, программа обработки данного прерывания может начать исполняться немедленно или может быть на время отложена до того, как будет закончена обработка прерывания с более высоким приоритетом. Как раз для того, чтобы избежать такого нежелательного прерывания во время обработки другого прерывания, и применяется маскирование прерывания, то есть установка нечувствительности процессора к запросам на этом входе.

Способ, посредством которого процессор обрабатывает прерывание, довольно похож на процедуру перезапуска, за исключением того, что после выполнения требуемой прерыванием подпрограммы происходит возобновление исполнения основной программы. Это означает, что перед тем, как



приступить к выполнению специальной подпрограммы обработки прерывания, программа должна сохранить содержимое тех регистров, которые будут использованы в подпрограмме обработки прерывания. Это содержимое может потребоваться основной программе снова позднее, и поэтому промах в сохранении и восстановлении содержимого регистров может привести к тому, что соответствующие данные будут изменены во время исполнения программы обработки прерывания, что приведет впоследствии к ошибке, когда будет продолжена основная программа. Обычно данные из регистров сохраняют, помещая их в специальную область памяти, отведенную под «стек», откуда их можно извлечь в обратном порядке (последним пришел — первым вышел; Last-IN First-Out, LIFO) после того, как завершится подпрограмма обработки прерывания. Сам процессор в ответ на требования, поступающие на входы NMI и IRQ, сохраняет содержимое счетчика команд и регистра состояния с тем, чтобы позднее восстановить его при выполнении команды RTI («возврат из прерывания»).

Приход запроса на прерывание подобен телефонному звонку на столе у чиновника — он немедленно оставляет работу, которой был занят, чтобы ответить по телефону, аккуратно откладывая в сторону свои частично обработанные бумаги и освобождая место для блокнота, куда он записывает телефонные сообщения; но после звонка он готов вернуться к своей работе. Забавно представить себе процессор без входов прерывания, как контролер, где в телефонных аппаратах нет звонков. Тогда нужно поручить кому-нибудь каждые несколько секунд поднимать трубку, чтобы проверить, не звонит ли кто, — это эквивалентно опросу порта ввода.

Прерывания жизненно необходимы для многозадачной операционной системы, например для такого важного программного обеспечения, каким является «Windows», которое дает возможность процессору делать вид, что он выполняет несколько действий сразу. В действительности, все осуществляется последовательно, но за счет тщательно организованных приоритетных прерываний действия процессора кажутся пользователю фактически происходящими одновременно.

Простой пример, относящийся к микроЭВМ BBC Micro, продемонстрирует всю мощь прерываний. Операционная система обрабатывает запросы, идущие от клавиатуры, следующим образом: прерывания используются для того, чтобы записывать вводимые с клавиатуры символы в зарезервированную для этого область памяти, называемую *буфером клавиатуры*, и происходит это даже в том случае, когда процессор в это время, возможно, занят выполнением какой-либо программы. Чтобы познакомиться с этим свойством, запустите следующую программу, набрав RUN:

```
10 FOR I = 1 TO 5000
20 PRINT «ЗАНЯТ»
30 NEXT
```

Она займет процессор, и будет казаться, что он занят все время, заполняя экран словом «ЗАНЯТ». Теперь, когда эта программа работает, введите с клавиатуры слово LIST и нажмите клавишу <return>. Немедленно ничего не произойдет, но через несколько секунд, когда вывод слова «ЗАНЯТ»

закончится, процессор откликнется на введенную вами команду и выведет листинг (текст) программы. Процессор, выполнявший программу, был прерван обращением с клавиатуры на время, достаточное для того, чтобы поместить слово LIST в буфер клавиатуры в ОЗУ перед тем, как возобновить вывод на экран. С точки зрения оператора все выглядело так, как если бы компьютер делал два дела сразу.

В микроЭВМ BBC Micro сигнал прерывания нужно подавать на вход CBI порта пользователя. Приводимая ниже программа, написанная на языке ассемблера, наглядно проиллюстрирует процедуру прерывания. Предполагается, что эта программа будет введена после программы EXPLORE. Ее основная часть — строки с 1010 по 1040 — названа «interruptroutine» (подпрограмма прерывания); она содержит фактическую программу, которую выполняет процессор после прихода извне прерывания на вход CBI. Записав содержимое аккумулятора в стек, подпрограмма выполняет затем свое главное действие — переносит данные с порта ввода на порт вывода и таким образом в явном виде указывает на то, что поступил запрос прерывания, независимо от чего-либо другого, что происходило в это время. Подходящий эксперимент состоит в том, чтобы, удерживая функциональную клавишу 5 в нажатом положении, заставить повторяться подпрограмму «countdown» (из программы EXPLORE. — *Примеч. перев.*). Если, не отпуская функциональную клавишу 5, вы на короткое время с помощью ключа подадите на вход CBI логическую 1, то это вызовет запуск процедуры прерывания. В этот момент независимо от того, в каком месте счета в обратном направлении окажется подпрограмма «countdown», содержимое порта вывода будет обновлено в результате записи в него новой комбинации логических 0 и 1, заданной ключами на входах порта ввода.

1000	REM эксперименты с подачей сигналов прерываний на вход CBI порта пользователя	
1010	[	
1020	.interruptroutine	
1030	PHA	\запись содержимого аккумулятора в стек
1040	LDA&FE60	\загрузка в аккумулятор данных из порта ввода
1050	STAFE&61	\копирование содержимого аккумулятора в порт вывода
1060	PLA	\восстановление содержимого аккумулятора из стека
1070	RTI	\возврат в основную программу из прерывания
1080	.enableinterrupt	
1090	LDA#0	
1100	STA&FE6C	\занесение нуля в ячейку &FE6C на короткое время является командой для ИС сопряжения отреагировать на отрицательный перепад напряжения на входе CBI
1110	LDA#&6F	
1120	STA&FE6C	\занесение в ячейку &FE6C значения &6F запрещает реагировать на все прерывания, кроме поступающего со входа CBI

1130	LDA#&90	
1140	STA&FE6E	\занесение в ячейку &FE6E значения &90 разрешает прерывание со входа CB1
1150	.setvector	
1160	LDA#interruptroutine MOD 256	\загрузка в аккумулятор младшего байта адреса, соответствующего метке «interruptroutine»
1170	STA&0206	\запись в младший байт вектора прерывания младшей части указателя на «interruptroutine»
1180	LDA#interruptroutine DIV 256	\загрузка в аккумулятор старшего байта адреса, соответствующего метке «interruptroutine»
1190	STA&0207	\запись в старший байт вектора прерывания старшей части указателя на «interruptroutine»
1200	RTS	\возврат в Бейсик
1210	J	
1220	REM	программа начинает выполняться пуском «enableinterrupt» (разрешение прерываний), за которым сразу же следует исполнение части «setvector» (установка вектора прерываний); тем самым осуществляется инициализация компьютера, в результате которой он исполняет «interruptroutine» всякий раз, когда на вход CB1 поступает импульс прерывания
1230	CALL enableinterrupt	

Комментарии в программе объясняют функции различных операторов. Мы видим, что для правильной обработки прерывания необходимо не только включить сохранение и восстановление регистров (в данном случае используется только аккумулятор), но также и занести адреса начала нашей программы «interruptroutine» в ячейки памяти с адресами &206 и &207, где у операционной системы микроЭВМ BBC Micro хранится «вектор», указывающий на подпрограмму прерывания. Когда сигнал прерывания на входе CB1 принимает активное значение, ИС сопряжения с внешними устройствами вырабатывает импульс непосредственно на входе требования прерывания (IRQ) центрального процессора. Процессор немедленно обращается к ячейкам памяти &FFFE и &FFFF, чтобы прочесть в них адрес (это встроенное свойство процессора 6502). Размещенная в ПЗУ операционная система микроЭВМ BBC Micro хранит в этих ячейках адрес &DC1C, так что процессор совершает безусловный переход и исполняет небольшую подпрограмму, начинающуюся с &DC1C. Эта подпрограмма путем опроса прежде всего проверяет, не пришел ли запрос на обслуживание от какого-либо из внутренних узлов системы; если обнаруживается, что никто из них не выработал требование прерывания, то управление передается по адресу, хранящемуся в ячейках &206 и &207, куда мы поместили адрес начала подпрограммы «interruptroutine». Важно

отметить, что процедура переадресации процессора при прерывании по вектору прерывания включена только в версии операционной системы для микроЭВМ BBC Micro 1.0 и выше.

Как обычно, набрав RUN, вы запустите трансляцию программы, за которой сразу же последует исполнение оператора CALL enableinterrupt в строке 1230. Это приведет к пуску подпрограммы «enableinterrupt», за которой следует подпрограмма «setvector». Первая из этих подпрограмм производит установку схемы сопряжения с внешними устройствами в режим чувствительности к прерываниям на входе CB1, а вторая подпрограмма помещает в ячейки &206 и &207 адрес, соответствующий метке «interruptroutine», в качестве готового вектора прерывания.

Таким образом, программирование прерываний требует внимания: для реализации простого по своей сути принципа нужно все же выполнить довольно много команд, чтобы все происходило именно так, как задумано. Однако, запустив эту простую программу, вы будете вознаграждены, убедившись в способности микропроцессора выполнять более одной задачи одновременно. Подчеркнем еще раз, что этим простым примером мы хотим подтолкнуть воображение читателя в сторону внедрения компьютеров в практические электронные системы. Подпрограмму «interruptroutine» легко приспособить к выполнению любого желаемого действия; например, в стиральной машине, где основная программа следит за выполнением необходимых операций, подпрограмму прерываний можно использовать для сигнализации о низком водяном давлении.

14.11.2. Прямой доступ в память

Для некоторых внешних устройств, таких как дисководы, когда необходимо переносить данные в большом количестве, даже прерывания оказываются слишком медленными. В таких случаях процессор становится узким местом, и применяется *прямой доступ в память* (Direct Memory Access, DMA). При этом реализуется прямая связь внешнего устройства, например жесткого диска, с памятью.

Процедура прямого доступа в память начинается с того, что внешнее устройство по специальной линии DMA требует доступа к системной шине. В течение времени, пока длится обмен данными при прямом доступе в память, необходимые для памяти адреса генерируются (*выставляются*) самим интерфейсом внешнего устройства, а не процессором. Конец процедуры прямого доступа в память наступает тогда, когда интерфейс внешнего устройства подает на процессор сигнал прерывания в знак того, что тот может возобновить свое нормальное функционирование.

14.12. Цифровая обработка сигналов

В гл. 11 мы видели, что процессы, происходящие в обычных аналоговых электронных схемах, можно рассматривать как результат математических вычислений. Например, усиление можно считать умножением на константу, смешивание сигналов — сложением, а ослабление в делителе напряже-



ния — делением на константу. Мы познакомились также с более сложными математическими операциями, такими как умножение одного сигнала на другой (модуляция). Цифровой компьютер способен, конечно, выполнять все эти арифметические действия и может поэтому взяться за обработку сигналов, как только эти сигналы окажутся преобразованными в последовательность двоичных чисел подобно музыке на компакт-диске.

И в самом деле, в будущем обработка сигналов, их передача и регистрация будут в большинстве случаев осуществляться цифровыми методами. Достоинством цифровой обработки сигналов (Digital Signal Processing, DSP) являются абсолютная повторяемость, свободная от влияния случайных изменений параметров (их разброса), легкость цифрового дистанционного управления и запоминания всех функций. Возможность свободно манипулировать сигналами во времени обеспечивает реализацию такой обработки, которая слишком дорога или невозможна в аналоговом исполнении например гребенчатые фильтры.

Что касается передачи и регистрации, то пример компакт-дисков показывает, что цифровая система является мощным средством обнаружения и исправления искажений или ошибок в сигнале, обусловленных повреждениями (из-за отпечатков пальцев и царапин). Когда цифровые методы объединяются с изощренностью обработки, появляются совершенно замечательные возможности; иллюстрацией может служить способность факса распознавать пустые участки на листе бумаги и не тратить на них лишние биты. Другой пример — это видеотелефон, у которого телевизионная картинка передается в пределах части полосы обычной телефонной линии, рассчитанной на передачу голоса. Именно благодаря цифровой обработке сигналов 1250 линий телевизионного изображения высокой четкости вместе с телетекстом и многоканальным звуковым сопровождением спокойно уместились в равную 6 МГц полосу частот, которая, как считалось прежде, была необходима для аналогового изображения с 625 строками и звукового сопровождения в режиме «моно».

Поэтому эта книга была бы неполной без мимолетного упоминания о цифровой обработке сигналов и краткого рассмотрения методов преобразования сигналов из аналоговой формы в цифровую.

Цифровая обработка сигналов является одной из областей цифрового проектирования и исчерпывающим образом излагается во многих других книгах, а здесь глубоко рассматривать эти вопросы и невозможно, и неуместно. Принцип действия специализированных ИС для цифровой обработки сигналов, число которых постоянно растет, опирается на те основные идеи, касающиеся схемной реализации и программного обеспечения, которые рассматривались в последних двух главах. Однако их внутренняя конфигурация отличается от того, о чем ранее шла речь, поскольку она оптимизирована в расчете на быстрое выполнение последовательности операций, насыщенных арифметикой и часто сопровождаемых другими процессами, идущими параллельно.

В качестве иллюстрации цифровой обработки сигналов в следующем разделе разобран один из самых любопытных и важных примеров: цифровой фильтр.

14.13. Цифровые фильтры

В разд. 11.22 мы видели, как из усилителей и интеграторов можно собрать фильтры нижних частот, верхних частот и полосовой в форме фильтра с варьлируемой характеристикой (биквадратного фильтра). Затем в разд. 11.23 мы увидели, что в фильтрах с переключаемыми конденсаторами сам процесс интегрирования осуществляется по тактам путем накопления заряда в конденсаторе. Отсюда нетрудно заключить, что в цифровой области интегрирование можно реализовать путем синхронизированного с тактовой последовательностью увеличения содержимого накапливающего регистра.

Фактически, еще в разд. 11.21 мы рассмотрели аналоговый компьютер, а в разд. 11.22 стало ясно, что он может служить фильтром для аналоговых сигналов. Аналогично мы можем взять цифровой компьютер и запрограммировать его так, чтобы он действовал как фильтр по отношению к дискретным сигналам.

Когда необходимо осуществить фильтрацию цифрового сигнала, считываемого, например, с компакт-диска, можно поток чисел пропустить через «схему», реализованную быстродействующими программными средствами. Рисунок 14.19 служит иллюстрацией того, как можно воплотить идею фильтра с варьлируемой характеристикой в форме последовательности событий, происходящих в программе. Конечно, для этого необходимо, чтобы нужные числа в нужный момент времени уже были готовы к обработке и имелись внутренние регистры для их хранения, пока арифметический процессор не будет готов к действиям с ними.

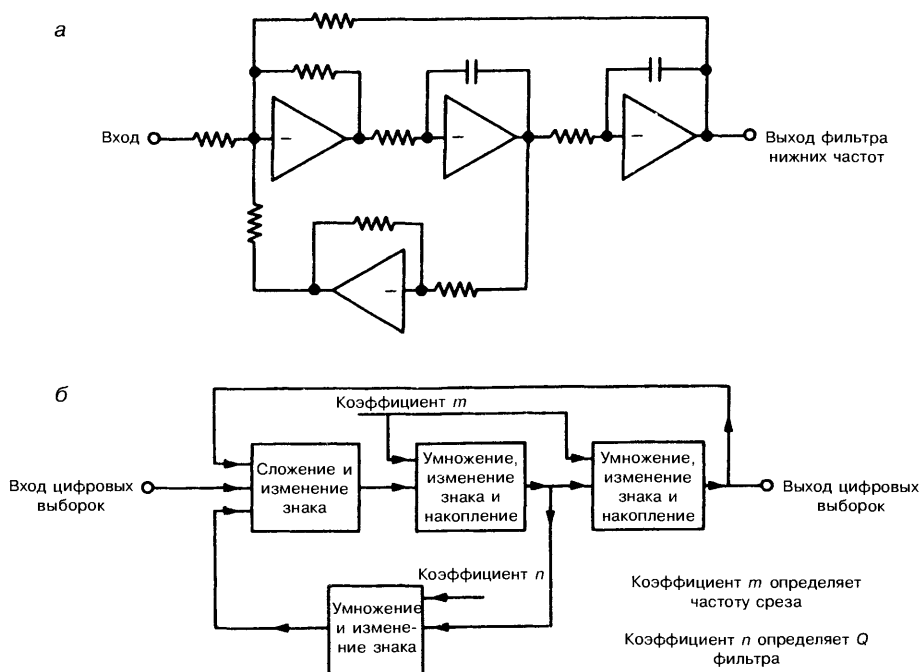


Рис. 14.19. Фильтр нижних частот второго порядка с варьлируемой характеристикой (а) и его схематическое изображение в форме цифрового процесса (б).

Полный анализ работы цифровых фильтров быстро переходит на язык математики, который неуместен в этой книге, но даже наш элементарный качественный подход позволяет увидеть изящность этого процесса. В результате последовательного повторения процедуры обработки типа той, которая только что была рассмотрена, можно получить цифровые фильтры высокой точности с быстрым спадом частотной характеристики при минимальных фазовых искажениях. Современные скорости цифровой обработки позволяют за 22 мкс между двумя выборками звукового сигнала осуществить довольно сложную обработку. Точность и повторяемость цифровой обработки сигналов привели к появлению полностью цифровых студий звукозаписи, где сигналы от микрофонов и музыкальных инструментов оцифровываются в самом источнике и сохраняют свою цифровую форму при микшировании, обработке в эквалайзерах, сжатии и записи на компакт-диск. Аналоговое декодирование происходит затем в CD-плеере слушателя.

14.14. Цифроаналоговое преобразование

Принцип цифроаналогового преобразования прост: каждый бит вносит в качестве своей доли соответствующую аналоговую величину в сигнал, возникающий на выходе аналогового сумматора. На рис. 14.20 показана практическая схема 8-разрядного цифроаналогового преобразователя (ЦАП), удобная для непосредственного подключения к порту вывода микроЭВМ BBC Micro. Он рассчитан на питание от источников с напряжениями ± 5 В, которые имеются на вспомогательном разъеме питания микроЭВМ BBC Micro. Две ИС КМОП-типа 74НС4016 представляют собой восемь аналоговых ключей, с помощью которых входные резисторы подключаются к мнимой земле в зависимости от логических значений входных битов. Калибровка осуществляется опорным напряжением V_{REF} , которое подбирается потенциометром R_{VI} . Сопротивление каждого из входных резисторов име-

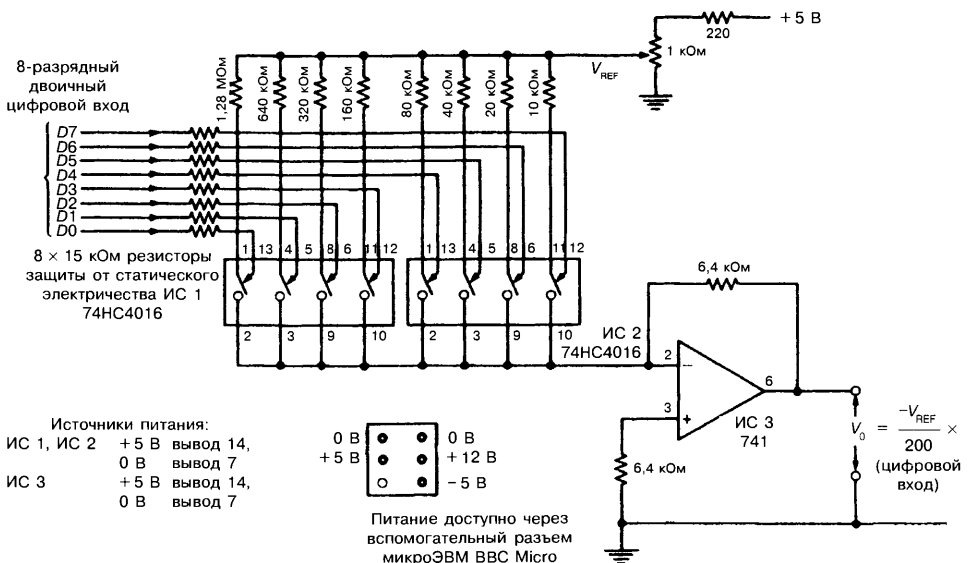


Рис. 14.20. Экспериментальный 8-разрядный ЦАП.

ет величину, обратную «весу» бита, который управляет соответствующим ключом. Таким образом, сопротивление резистора в младшем разряде (1,28 МОм) в 128 раз больше сопротивления резистора в старшем разряде (10 кОм). Резистор обратной связи выбран здесь так, чтобы выражение для аналогового выходного напряжения V_o было простым:

$$V_o = \frac{-V_{REF}}{100} \times D_{вх},$$

где $D_{вх}$ — десятичный эквивалент числа на цифровом входе (от 0 до 255).

Если эта схема подключена к порту вывода, на котором осуществляется двоичный счет в прямом или в обратном направлении, то на аналоговом выходе возникнет линейно изменяющееся напряжение. Можно также с легкостью организовать наблюдение на экране осциллографа синусоиды или косинусоиды, заставив сначала компьютер генерировать соответствующую функцию.

Полезно отметить, что напряжение на аналоговом выходе V_o пропорционально произведению двоичного числа на опорное напряжение. Поэтому большинство ЦАП по природе своей может служить умножителем аналогового напряжения на число на цифровом входе. Некоторые преобразователи специально рассчитаны на выполнение этой функции; их называют перемножающими ЦАП и используют во множестве применений для цифрового управления аналоговым усилением.

Вопросом первостепенной важности, конечно, является точность подбора сопротивлений в сумматоре ЦАП. При производстве ЦАП в виде ИС трудно обеспечить точные абсолютные значения сопротивлений резисторов, но легко изготовить в одном процессе много согласованных резисторов с тождественно одинаковыми сопротивлениями. С учетом этого строят ЦАП на основе «R-2R» решетки; схема такого ЦАП приведена на рис. 14.21. Выполняя расчеты такого же рода, как в случае делителя напряжения, нетрудно убедиться в правильном соответствии между аналоговым выходным напряжением и числом на цифровом входе.

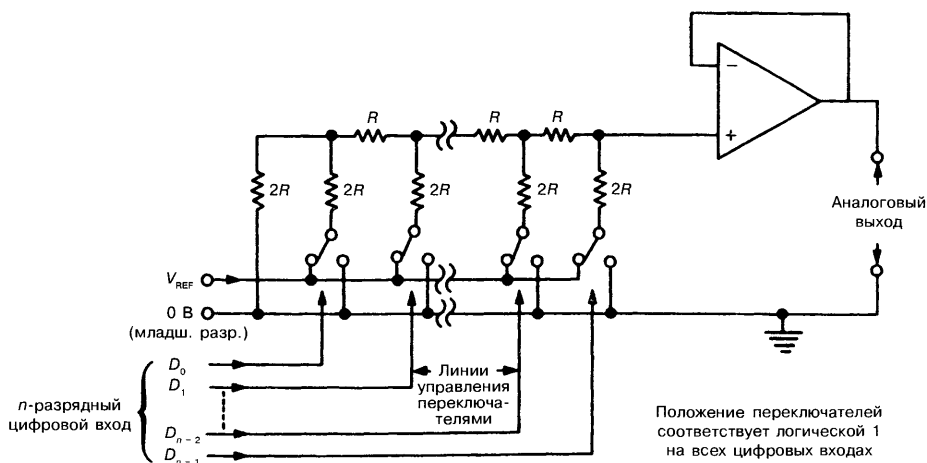


Рис. 14.21. ЦАП с использованием R-2R цепи лестничного типа.

14.15. Аналого-цифровое преобразование

14.15.1. Основные схемы аналого-цифрового преобразователя

Аналого-цифровое преобразование можно осуществить по-разному. В очень быстрых флэш-преобразователях, применяемых для перевода в цифровую форму видеосигналов, используется большое число параллельно действующих компараторов, по одному на каждое значение двоичного числа, в которое преобразуется аналоговый сигнал. Сигналы с выходов компараторов подаются затем на двоичный шифратор, который и формирует цифровой выходной сигнал, соответствующий компаратору с наибольшим номером, у которого входной сигнал превышает опорное напряжение. Время преобразования — порядка наносекунд, но даже 8-разрядному преобразователю нужны 256 компараторов, а 16-разрядный вариант становится слишком громоздким. Более медленным, но дающим высокое разрешение является метод однократного или двойного интегрирования; в преобразователях, действующих по этому принципу, фактически измеряется время, в течение которого напряжение на конденсаторе, заряжаемом постоянным током, достигает того же значения, какое имеет аналоговый входной сигнал. Тактовый сигнал фиксированной частоты и счетчик дают затем время заряда в цифровой форме, а оно прямо пропорционально напряжению аналогового сигнала на входе.

На рис. 14.22 представлен простейший вариант «следящего» аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В рассматриваемом преобразователе, схему которого легко испытать экспериментально, используется ЦАП в качестве источника опорного напряжения. С помощью этого ЦАП и единственного аналогового компаратора аналоговый сигнал, фактически действующий на входе, непрерывно сравнивается с цифровым отсчетом на выходе реверсивного счетчика. Если цифровой отсчет слишком мал, то счет-

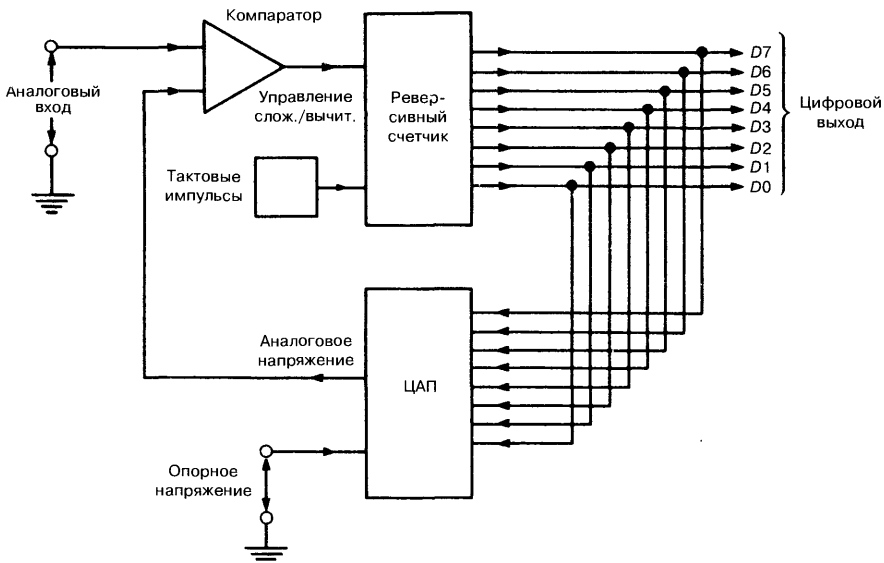


Рис. 14.22. Простой следящий АЦП.

чик переключается компаратором на счет в прямом направлении, а если цифровой отсчет слишком велик, то счетчик считает в обратном направлении. Имеющаяся в схеме обратная связь быстро приводит к точному преобразованию.

Более быстрый результат можно получить с помощью самого распространенного, по-видимому, метода *последовательных приближений*. АЦП, действующий по этому принципу, отличается от следящего АЦП тем, что в нем реверсивный счетчик заменен логическим устройством, присваивающим по очереди единичное значение каждому разряду на выходе, начиная со старшего разряда. Если результирующий сигнал на выходе ЦАП оказывается меньше входного напряжения, то в этом разряде сохраняется логическая 1, в противном случае он сбрасывается в 0, и далее схема переходит к следующему разряду. В таком преобразователе на выходе быстро устанавливается цифровой эквивалент входного напряжения. Существенным является требование, чтобы входной сигнал оставался постоянным в течение всего времени, пока происходит процесс приближения, для чего непосредственно перед преобразователем последовательных приближений обычно ставится схема *выборки и хранения*.

(В оригинале следящий АЦП также назван АЦП последовательных приближений, но это противоречит принятой терминологии. — *Примеч. перев.*)

14.15.2. Схема выборки и хранения

Схема выборки и хранения в упрощенном виде показана на рис. 14.23. Полевой транзистор позволяет конденсатору C зарядиться до мгновенного значения входного напряжения в каждом импульсе выборки. В интервале между импульсами выборок ключ на полевом транзисторе разомкнут, и заряд удерживается на конденсаторе вследствие большого входного сопротивления операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе. В готовых схемах выборки и хранения применяются специальные МОП-транзисторы с малым сопротивлением в открытом состоянии, обеспечивающие быстрый заряд, а также усилители с большим входным сопротивлением и малым смещением, чтобы избежать спада напряжения на конденсаторе за время хранения.

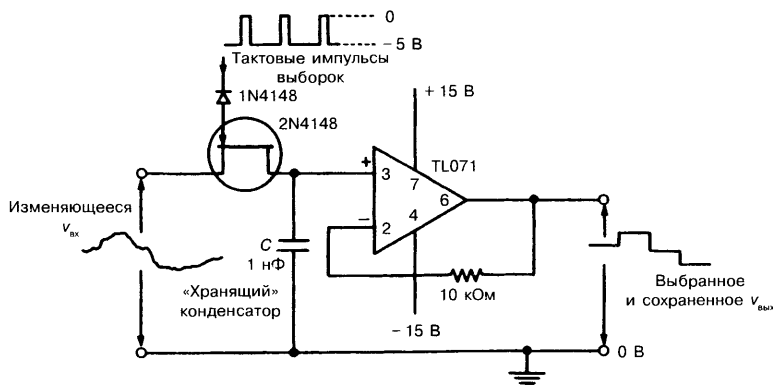


Рис. 14.23. Схема выборки и хранения для включения перед АЦП.

14.15.3. Шум квантования и дрожание

Каким бы точным ни был АЦП, все же существует фундаментальное ограничение, заключающееся в том, что отклик самого по себе АЦП не может отличаться от аналогового сигнала меньше чем на $1/2$ от величины скачка, соответствующего младшему разряду (имеется в виду максимальное отклонение. — *Примеч. перев.*); согласно этому, отклик АЦП представляет собой ряд скачков, каждый из которых эквивалентен одному младшему разряду (для следящего АЦП. — *Примеч. перев.*); аналогичные проблемы возникают с изображением на выходе факса. При плавно меняющемся чистом аналоговом сигнале на входе эти скачки создают разновидность искажений, называемых *шумом квантования*, который оказывается наложенным на сигнал в его цифровой форме. Как видно из рис. 14.24, из-за этих скачков постоянной величины шум квантования по отношению к сигналу тем больше, чем меньше уровень сигнала, а это воспринимается в звуковом диапазоне как особенно неприятные искажения. Проблему этих искажений можно свести к простому флуктуационному шуму, путем добавления к аналоговому входному сигналу шума определенной интенсивности, называемого *дрожанием*; этот шум играет роль «случайного смещения». Из рис. 14.25 видно, что дрожание придает сигналу случайный характер и поэтому сглаживает скачки квантования. Можно показать, что максимально достижимое отношение сигнал/шум $SNR_{\max}$ равно:

$$SNR_{\max} = \left(\frac{3}{2}\right) 2^{2N}, \quad (14.1)$$

где N — число разрядов в АЦП, а про шум предполагается, что он имеет равномерное распределение.

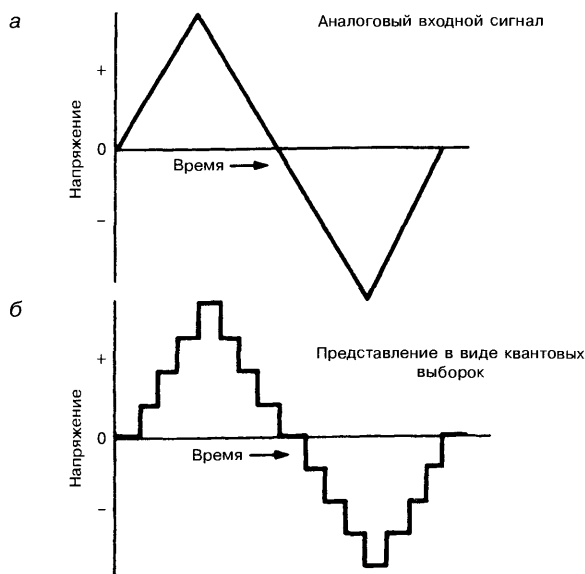


Рис. 14.24. Влияние скачков квантования на аналоговый сигнал.

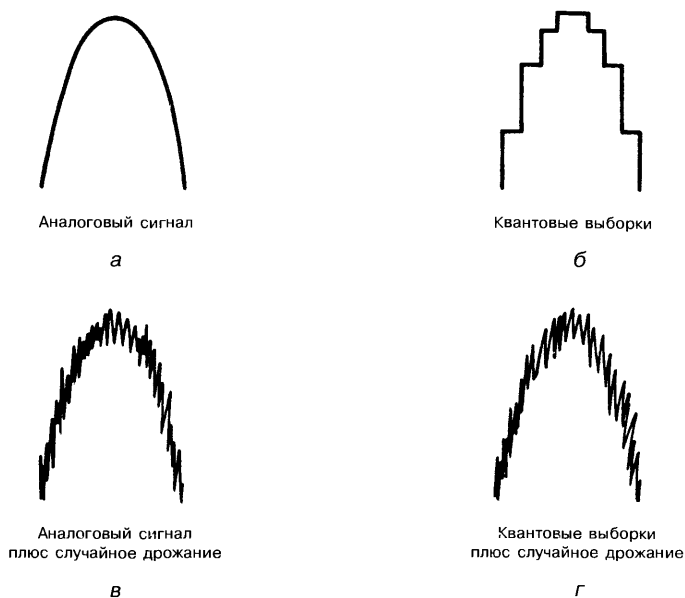


Рис. 14.25. Сглаживающее действие дрожания по отношению к скачкам квантования.

Выраженное в децибелах при синусоидальном сигнале отношение сигнал/шум ($\sqrt{2}$ умножить на отношение амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению шума) имеет вид:

$$\text{SNR}_{\max} \approx 6,02N + 1,76 \text{ дБ}. \quad (14.2)$$

Например, для стандартного «идеального» 16-разрядного АЦП теоретическое значение SNR в максимуме синусоидального сигнала равно почти 98 дБ. При определении величины SNR обычным методом, то есть по отношению к среднеквадратичному значению сигнала, оно составляет 95 дБ. Однако сегодня при цифровой записи в звуковом диапазоне дрожание применяется весьма искусно, а именно спектр шума дрожания формируется таким образом, чтобы большая часть мощности этого шума приходилась на верхние частоты звукового диапазона, где ухо менее чувствительно. Таким способом можно достичь очень хороших результатов и получить малые искажения вследствие квантования. Требуемое формирование спектра обычно осуществляется одновременно с избыточной дискретизацией, рассматриваемой в подразд. 14.15.5. В некоторых приложениях можно получить дальнейшее увеличение SNR, вычитая дрожание после того, как оно выполнило свою функцию в процессе преобразования.

14.15.4. Частота выборок

Дискретизация сигнала заключается в регулярном взятии отсчетов его мгновенных значений. Как часто требуется брать эти отсчеты, называемые также выборками, чтобы представить весь сигнал полностью? Рисунок 14.26 демонстрирует подход к проблеме правильного выбора частоты выборок с точки зрения здравого смысла. Из рис. 14.26, а ясно, что результат будет

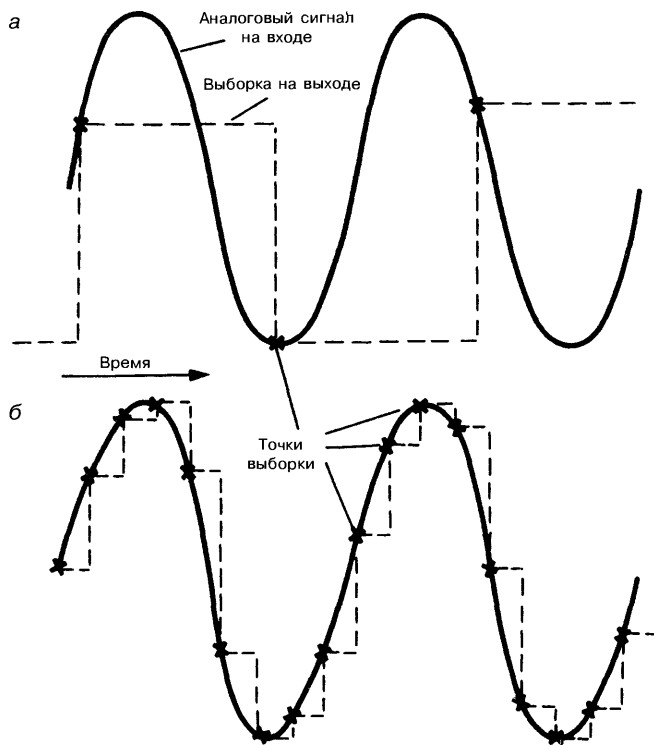


Рис. 14.26. Взятие выборок из аналогового сигнала до аналого-цифрового преобразования:

а — неправильное значение частоты выборок; *б* — подходящее значение частоты выборок.

плох, если частота выборок сравнима с частотой сигнала, тогда как много бо́льшая частота выборок дает представление о сигнале, значительно более близкое к оригиналу, как это показано на рис. 14.26, *б*.

Этот вопрос был рассмотрен Найквистом в связи с передачей сигналов по линиям связи, и его результат носит название теоремы Найквиста о выборках.

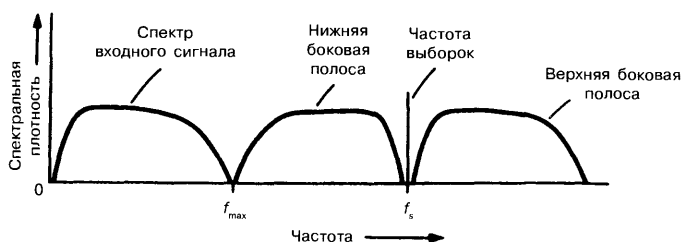
Чтобы не потерять никакой информации о сигнале, частота взятия выборок f_s должна удовлетворять неравенству:

$$f_s \geq 2f_{\max}, \quad (14.3)$$

где $f_{\max}$ — наибольшая частота спектра дискретизируемого сигнала.

На первый взгляд это требование, заключающееся во взятии всего лишь одной выборки на каждом полупериоде сигнала, выглядит на удивление слабым. Все дело в том, что эта теорема справедливо предполагает, что сигнал, из которого взяты выборки, будет восстанавливаться путем пропускания через фильтр с крутым срезом и с шириной полосы, точно равной $f_{\max}$. При этом из колебания будут аккуратно удалены «прямоугольные изломы», поскольку они представляют собой «мусор», спектр которого лежит вне интересующей нас полосы частот.

На рис. 14.27 показано, как можно понимать теорему о выборках, представив себе процесс взятия выборок как модуляцию. Колебание с частотой



Замечания:

1. Верхняя и нижняя боковые полосы являются результатом модуляции и возникают при умножении входного сигнала на функцию взятия выборки с частотой f_s .
2. Теорема Найквиста о выборках утверждает следующее: чтобы избежать перекрытия спектра входного сигнала с нижней боковой полосой, должно выполняться неравенство $f_s \geq 2f_{\max}$, где $f_{\max}$ — наибольшая частота во входном сигнале.

Рис. 14. 27. Спектр дискретизованного сигнала.

выборки умножается на колебания всех частот в спектре входного сигнала. Небольшие тригонометрические преобразования, относящиеся к синусам и косинусам, быстро приводят нас к получению компонентов, являющихся результатом взаимной модуляции, спектр которых располагается по обе стороны частоты f_s . Если частотные составляющие этих компонентов попадают в полосу от 0 до $f_{\max}$, то они интерферируют с находящимися там спектральными составляющими исходного сигнала, и это означает, что исходный сигнал уже никак не может быть восстановлен. Такая интерференция носит название *искажений вследствие наложения спектров*. По этой причине частота выборки f_s должна, по меньшей мере, вдвое превосходить частоту $f_{\max}$, чтобы избежать перекрытия.

Например, на компакт-дисках частота выборки взята равной 44,1 кГц, чтобы вдвое превосходить полосу звукового диапазона 20 кГц с небольшим запасом.

Проблема наложения спектров становится яснее, если представить себе, например, что частота выборки на компакт-диске была бы всего 22 кГц. Тогда при поступлении на вход АЦП, в котором берутся выборки, звукового сигнала с частотой, скажем, 17 кГц в результате взаимной модуляции с колебанием частоты 22 кГц возникнет паразитный сигнал с частотой 5 кГц. Этот паразитный результат *наложения*, попавший в полосу частот звукового диапазона, никак нельзя будет исключить в дальнейшем последующей фильтрацией. Вот почему совершенно необходимо еще до взятия выборок подвергать аналоговые сигналы *фильтрации, предупреждающей наложение*, чтобы гарантировать отсутствие в спектре сигнала компонентов с частотами больше $f_s/2$.

14.15.5. Дельта-сигма преобразование данных (избыточная дискретизация)

1. *Избыточная дискретизация.* Когда требуется разрешение лучше 16 двоичных разрядов при высокой частоте выборок, рассматривавшиеся до сих пор методы преобразования, такие как последовательное приближение, становятся все менее эффективными, особенно при малых уровнях сигнала.

Требование точно откалиброванного многоразрядного ЦАП в качестве элемента схемы преобразователя оказывается чрезмерно жестким. Даже малые отклонения уровней на выходе ЦАП от их номинальных значений, обусловленные разбросом параметров, и различное время срабатывания ключей могут привести к провалам в проходной характеристике и даже к пропуску отдельных двоичных комбинаций на выходе.

Сегодняшние скоростные цифровые схемы позволяют создавать преобразователи, действующие по принципу *избыточной дискретизации* и работающие с частотой выборок, значительно превосходящей теоретический минимум, определяемый шириной занимаемой сигналом полосы. Выгода от применения избыточной дискретизации заключается в том, что спектр шума квантования можно распределить по более широкому интервалу частот. Это дает возможность большую часть шума оставить «вне поля зрения» при обратной фильтрации дискретизованного сигнала с сохранением компонентов только в полосе исходного сигнала. При подходящем дрожании, вводимом с самого начала, увеличение наблюдаемого отношения сигнал/шум реально дает большую разрешающую способность, так что число разрядов, получаемых в результате аналого-цифрового преобразования, увеличивается за счет интерполяции между уровнями, которые дает преобразователь. Улучшение отношения сигнал/шум SNR на каждые 6 дБ соответствует увеличению разрешения на 1 бит, так что при взятии выборок достаточно часто даже 1-разрядный преобразователь может обеспечить высокое разрешение.

В методе избыточной дискретизации, называемом также *дельта-сигма преобразованием*, типичное значение коэффициента избыточности составляет 256 и более. Применяя обработку, обеспечивающую оптимальное формирование спектра шума, можно достичь разрешения в 18 бит и более при 1-разрядном преобразователе. Этот принцип используется также в ЦАП большинства CD-плееров, где применен ряд фирменных разработок. Два примера таких конструкций — модуляция частоты следования импульсов (Pulse Density Modulation, PDM) и многокаскадное формирование спектра шума (Multi-stage noise Shaping, MASH), известные также как *битстрим-преобразование* (Bitstream, поток битов).

2. *1-разрядное аналого-цифровое преобразование.* Отличительной чертой 1-разрядного АЦП по сравнению с многоразрядными преобразователями является то, что в нем одни и те же аналоговые компоненты используются многократно в течение интервала времени между появлением выборок на выходе. Аналоговое входное напряжение преобразуется в цифровые биты по принципу повторного использования компонентов снова и снова, а не посредством применения различных элементов, относящихся к различным значениям, как это делается в многоразрядном преобразователе. Большая тактовая частота, с которой осуществляются повторения, позволяет достичь высокой точности, несмотря на разброс параметров компонентов.

Если бы мы посмотрели на сигнал, прошедший 1-разрядное преобразование, на частоте, равной частоте взятия выборок при избыточной дискретизации, то мы увидели бы повышенную концентрацию двоичных единиц, когда аналоговый сигнал имеет большое значение, и повышенную концентрацию нулей, когда величина напряжения на входе мала.

3. *Работа в режиме дельта-сигма.* На рис. 14.28 схематически представлен АЦП, действующий по принципу избыточной дискретизации в режиме дельта-сигма. Дифференциальный усилитель на входе непрерывно сравнивает аналоговый входной сигнал с напряжением на выходе внутреннего 1-разрядного ЦАП, который в типичном случае работает на частоте в 256 раз большей, чем требуемая частота окончательных выборок на цифровом выходе. Например, при частоте окончательных выборок 44,1 кГц тактовая частота внутренней избыточной дискретизации должна равняться 11,2896 МГц. Сигнал с выхода дифференциального усилителя интегрируется и подается на компаратор, а выходной сигнал компаратора стробируется с частотой избыточной дискретизации. Если сигнал на выходе интегратора больше 0 В, то на выходе компаратора идет поток двоичных единиц, а если оно меньше 0 В, то результатом будет последовательность нулей. Компаратор, по существу, является 1-разрядным АЦП, и он генерирует последовательность единиц и нулей в соответствии с результатом интегрирования выходного сигнала дифференциального усилителя.

Петля обратной связи замыкается путем подачи стробированного сигнала с выхода компаратора на вход 1-разрядного ЦАП.

Это приводит к тому, что на выходе дифференциального усилителя возникает разность между мгновенным значением напряжения на аналоговом входе и средним значением аналоговых выборок, непосредственно предшествовавших данному моменту времени, и это объясняет наличие слова *дельта* (маленькая разность) в названии. Другое название такого устройства — преобразователь с *уравновешиванием заряда*, поскольку конечная цель заключается в том, чтобы за счет петли «ЦАП — дифференциальный усилитель — компаратор» поддерживать нулевой заряд на конденсаторе интегратора. На стробированном выходе компаратора каждый раз появляется достаточное число импульсов со значением «логическая 1», чтобы компенсировать заряд, поступивший в интегратор со стороны аналогового входа (через дифференциальный усилитель). Другими словами, на выходе логического элемента И возникает поток битов, следующих с высокой частотой, равной тактовой частоте (в типичном случае — 11,2896 МГц), причем плотность логических единиц пропорциональна напряжению на аналоговом входе.

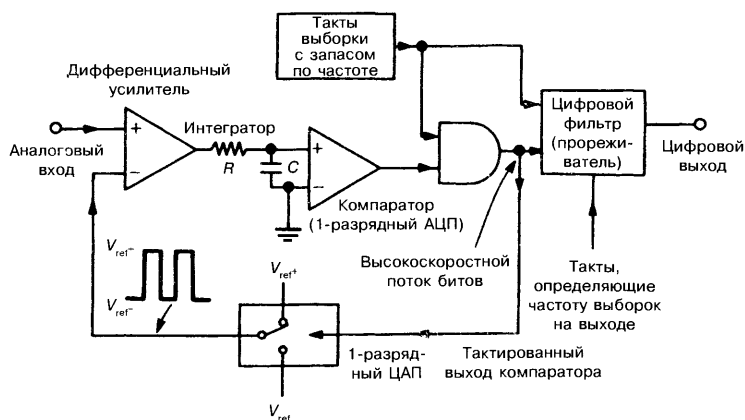


Рис. 14.28. Дельта-сигма АЦП с избыточной дискретизацией.

Чтобы выполнить преобразование потока битов, скажем, в 16-разрядное двоичное число, появляющееся на выходе с частотой 44,1 кГц, можно воспользоваться счетчиком и регистром-защелкой. На практике это обычно выполняется с помощью цифрового фильтра нижних частот, на выходе которого вновь берутся выборки с частотой 44,1 кГц. Фильтр нижних частот сглаживает быстрые изменения в цифровом сигнале и, следовательно, осуществляет усреднение его по времени, подготавливая сигнал к тому, чтобы из него вновь могли быть взяты выборки с требуемой частотой. Эту процедуру называют *прореживанием*, и ее часто используют при *преобразовании частоты выборок*; так делается, например, когда частота выборок на студии звукозаписи равна 48 кГц, а нужно преобразовать ее в 44,1 кГц при создании оригинала фонограммы для компакт-диска или в частоту 32 кГц для передачи по телекоммуникационным каналам на радиовещательные станции с последующим цифроаналоговым преобразованием в декодерах NICOM телевизионных приемников.

4. *Формирование спектра шума.* Читатель мог оказаться поставленным в тупик несообразностями в описании того, о чем шла речь до сих пор. С одной стороны, частота рассмотренной дискретизации в 256 раз превосходила нужную частоту выборок, а с другой — было объявлено, что за счет этого 1-разрядный преобразователь может обеспечить разрешение в 16 бит и даже лучше (отношение сигнал/шум порядка 96 дБ). Сама по себе избыточная дискретизация с коэффициентом 256 увеличивает протяженность спектра шума квантования в 256 раз, что дает улучшение отношения сигнал/шум на 24 дБ по отношению к его значению 7,7 дБ на выходе 1-разрядного преобразователя, что дает в результате разрешение, эквивалентное всего лишь примерно 5 битам.

Ответ на вопрос о том, где найти другие биты разрешения, следует искать в интеграторе преобразователя с избыточной дискретизацией. Поскольку интегратор включен в петлю «обратной связи» и благодаря его свойству пропускать только нижние частоты, он оказывает на шум такое влияние, что большая часть спектра шума квантования, возникающего в компараторе, оказывается отодвинутой в область высоких частот. Это замечательный пример схемы, обнаруживающей синергизм. В качестве побочного эффекта от необходимого действия, наподобие включения интегратора, конструктор получает еще большее улучшение свойств системы за счет выталкивания шума за пределы полосы частот, представляющей интерес. Комбинация «интегратор — компаратор» приводит к тому, что спектр шума квантования растет со скоростью 6 дБ/октаву. Другими словами, в области мегагерца на 1 Гц приходится значительно больше мощности шума, чем в интервале частот, занимаемом входным сигналом. Поэтому конечный прореживающий фильтр на выходе удаляет существенно больше шума, чем мы могли бы ожидать в случае белого шума.

Можно показать, что если коэффициент избыточной дискретизации равен D и интегратор является цепью первого порядка (одиночная RC -цепь), то

$$\text{улучшение отношения сигнал/шум (SNR)} \approx \frac{3D^3}{\pi^2}. \quad (14.4)$$

На практике применяют интеграторы второго и более высоких порядков, часто состоящие из фильтров с переключаемыми конденсаторами. Для системы второго порядка

$$\text{улучшение отношения сигнал/шум (SNR)} \approx \frac{5D^5}{\pi^4}. \quad (14.5)$$

Если в такой системе второго порядка $D = 256$, то

$$\text{улучшение отношения сигнал/шум (SNR)} \approx$$

$$\approx 10 \log_{10} \left[\frac{5 \times (256)^5}{\pi^4} \right] \text{ дБ} \approx 107,5 \text{ дБ}.$$

Добавляя эту величину к равному 7,7 дБ теоретическому значению SNR для 1-разрядного преобразователя, мы получим, что значение SNR больше 114 дБ, а это с лихвой превышает теоретическую величину 109 дБ для разрешающей способности 18 бит. Если принять специальные меры по обеспечению устойчивости петли обратной связи, то можно осуществить формирование спектра шума, используя фильтры более высокого порядка, и получить в результате еще лучшее разрешение.

Сегодняшние высокоскоростные средства обработки сигналов позволяют сделать преобразователи с избыточной дискретизацией не только более точными, чем многоразрядные схемы, но и более дешевыми, поскольку вместо трудноосуществимой точности значений параметров здесь требуется точность стробирования, а это значительно проще. Избыточная дискретизация в очень большой степени терпима к несовершенствам аппаратных средств. В общем случае необходимость схемы выборки и хранения тоже носит ограниченный характер, поскольку частота преобразования входного сигнала исключительно велика по сравнению с частотой самого аналогового входного сигнала.

5. *Цифроаналоговые преобразователи с избыточной дискретизацией.* Принцип дельта-сигма преобразования с избыточной дискретизацией так же уместен в ЦАП, как и в АЦП. Например, в CD-плеере частота выборок обычно увеличивается в 256 раз по сравнению с исходной частотой 44,1 кГц, с которой следуют 16-разрядные выборки цифрового сигнала. Это осуществляется с помощью цифрового фильтра, выполняющего функцию, обратную прореживанию, и называемого *интерполятором*, который в нашем примере с коэффициентом 256 даст на выходе 1-битовый тактированный сигнал с частотой 11,2896 МГц. Как и в случае АЦП, для максимизации отношения сигнал/шум SNR производится формирование спектра шума. Мы снова получаем последовательность битов, в которой плотность двоичных единиц пропорциональна требуемой аналоговой величине. Для того чтобы образовать аналоговый выходной сигнал с высокой степенью разрешения, требуется лишь аналоговое интегрирование (отфильтровывание нижних частот) результирующей последовательности импульсов (подобно тому, как это осуществляется в измерителе частоты следования импульсов с накачкой заряда, см. разд. 10.12).

6. *Фильтрация, предупреждающая наложение.* Дополнительный выигрыш, поручаемый от применения избыточной дискретизации, состоит в том, что

исключаются сложные аналоговые фильтры, необходимые для того, чтобы избежать перекрытия спектров. Условие теоремы Найквиста о выборках безусловно должно выполняться в битстрим-системе точно так же, как и при многоразрядном преобразовании, но цифровая фильтрация, исключаящая наложение, является неотъемлемым свойством прореживающего фильтра и интерполятора.

Например, в 16-разрядном АЦП звукового диапазона с избыточной дискретизацией с коэффициентом 256 выборки из звукового входного сигнала с самого начала берутся не с частотой 44,1 кГц, а с частотой 11,2896 МГц. Поэтому нужен фильтр, предупреждающий наложение, который отфильтровывал бы только компоненты спектра с частотами выше 5,6 МГц. Обычно бывает достаточно простого *RC*-фильтра нижних частот, чтобы устранить главным образом высокочастотные наводки, которые могли бы дать биения с тактовой частотой избыточной дискретизации и вызвать гетеродинные свисты.

Устранение этого трудно преодолимого препятствия, каким является необходимость осуществления предупреждающей наложение фильтрации с крутым срезом частотной характеристики как на входе АЦП, так и на выходе ЦАП, уменьшает стоимость конструкции и, как правило, улучшает фазовую характеристику. Это исключительно трудно — построить аналоговый фильтр с крутым срезом без внесения фазовых искажений вблизи граничной частоты (в результате которых время от времени все же проявляются отфильтровываемые высокочастотные спектральные компоненты). Цифровые фильтры, применяемые для прореживания и интерполяции, являются в этом отношении значительно более простыми, и поэтому можно избежать существенных фазовых искажений.

С внедрением усовершенствований АЦП и ЦАП, подобных тем, какие только что были описаны, различие между аналоговыми и цифровыми сигналами становится почти незаметным. Конечно, нужно позаботиться о том, чтобы избежать нежелательных перекрестных искажений при взаимодействии аналоговой и цифровой частей в схеме, но преобразование сегодня все в большей степени сводится просто к еще одной ИС на печатной плате, а это способствует тому, чтобы цифровая обработка сигналов применялась для выполнения все новых и новых функций в электронике.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

МАРКИРОВКА КОМПОНЕНТОВ

Маркировка резисторов

Обычно резисторы маркируются цветными полосами, которые позволяют быстро определить их сопротивление.

Цветные полосы обозначают следующее:

- 1) сопротивление резистора в омах;
- 2) максимальное отклонение от указанной величины (допуск).

Номинальные значения сопротивлений

Сопротивления большинства выпускаемых резисторов имеют ограниченный ряд значений, который согласно международному стандарту называется рядом номинальных значений. Следующие величины, равные указанным значениям, умноженным на степень десяти, являются номинальными:

ряд E12	10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82
ряд E24	10, 11, 12, 13, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 75, 82, 91

Допуск

Большинство резисторов имеют производственный допуск $\pm 5\%$, что вполне достаточно для большинства применений в электронике. Для более точных разработок имеется возможность использовать резисторы с допуском 2 или 1 %.

Интерпретация цветового кода

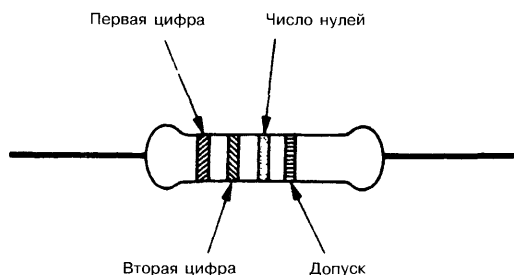


Рис. А1.1.

На одном конце резистора (рис. А1.1) расположены четыре цветные кодовые полосы. Первые три полосы, считая от края, определяют величину сопротивления, а четвертая полоса дает величину допуска. Значение цветов дано в табл. А1.1.



Таблица А1.1.

Первые три полосы	Полоса допуска
Черный 0	Коричневый $\pm 1\%$
Коричневый 1	Красный $\pm 2\%$
Красный 2	Золотой $\pm 5\%$
Оранжевый 3	Серебристый $\pm 10\%$
Желтый 4	Без полосы $\pm 20\%$
Зеленый 5	Пятая полоса желтовато-розового цвета указывает на высокостабильный резистор
Голубой 6	
Фиолетовый 7	
Серый 8	
Белый 9	

Считывание величины сопротивления

Цифры из ряда номиналов указывают две значащие цифры; следовательно, первые две полосы используются для обозначения этих двух цифр, а третья полоса говорит о том, сколько нулей необходимо добавить:

первая полоса — первая цифра

вторая полоса — вторая цифра

третья полоса — число нулей

Так, резистор с сопротивлением 4700 Ом (4,7 кОм) и допуском $\pm 10\%$ имеет следующие цвета полос:

желтый, фиолетовый, красный, серебристый

Технология поверхностного монтажа

Компоненты для поверхностного монтажа, как правило, не используют цветовой маркировки. Вместо этого значения цифр и число нулей непосредственно указываются на элементе. Например, резистор с сопротивлением 4,7 кОм маркируется так: 472, а резистор с сопротивлением 10 кОм — 103.

Рассеиваемая мощность

В цветовой маркировке максимально допустимая мощность, рассеиваемая резистором, не указывается, но обычно наиболее распространенной является величина $\frac{1}{4}$ Вт (длина резистора приблизительно 6 мм). Используются

также резисторы, рассеивающие мощность 1 Вт, они имеют длину между 1,5 и 2 см и, соответственно, больший диаметр. Если необходимы еще большие мощности, то применяют проволочные резисторы с рассеиваемой мощностью 5, 10 и 20 Вт.

Маркировка резисторов B.S.1852

В этом методе маркировки для указания величины сопротивления и допуска используются цифры и буквы. Маркировка B.S. 1852 применяется для обозначения резисторов при вычерчивании схем и на некоторых резисторах, не имеющих цветовой маркировки. Лучшим объяснением являются примеры, приведенные в табл. А1.2.

Таблица А 1.2.

Величина	Код	Величина	Код
0,47 Ом	R47	100 Ом	100R
1,0 Ом	1R0	1 кОм	1k0
4,7 Ом	4R7	10 кОм	1k0
10 Ом	10R	100 кОм	100k
47 Ом	47R	1 МОм	1M0
		10 МОм	10M

После указания величины сопротивления может быть добавлена буква, обозначающая допуск.

F $\pm 1\%$

G $\pm 2\%$

J $\pm 5\%$

K $\pm 10\%$

M $\pm 20\%$

Следовательно, 4k7K означает 4,7 кОм $\pm 10\%$.

Маркировка конденсаторов

Большинство конденсаторов имеют напечатанные на корпусе величину емкости и рабочее напряжение, однако часто используется и цветовая маркировка, как у резисторов; величина емкости указывается в пикофарадах (пФ). Золотистая или серебристая полосы допуска не используются, для указания допуска приняты следующие цвета:

черный $\pm 20\%$

коричневый $\pm 1\%$

белый $\pm 10\%$

оранжевый $\pm 2,5\%$

зеленый $\pm 5\%$

красный $\pm 2\%$



Иногда добавляется пятая полоса для указания особых характеристик, таких как температурный коэффициент или рабочее напряжение. Например, на полистироловых конденсаторах пятая красная полоса часто применяется для указания рабочего напряжения 250 В, желтая — 400 В и голубая — 630 В.

1 пикофарад (пФ) = 10^{-12} Ф;

1 нанофарад (нФ) = 10^{-9} Ф = 1000 пФ;

1 микрофарад (мкФ) = 10^{-6} Ф = 1000 нФ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ВЫБОР ТРАНЗИСТОРА

Кто-нибудь, изучая перечень изделий производителя полупроводниковых приборов, может почувствовать что-то устрашающее в приведенном количестве различных типов транзисторов. Практически дело намного проще, чем может показаться. Очень немногие схемы требуют действительно экзотических транзисторов, и допускается большая гибкость при замене транзистора одного типа другим. В большинстве транзисторных схем в этой книге используется многоцелевой транзистор BC107, хотя подойдет любой *p-n-p*-транзистор общего назначения. Например, транзистор 2N222 может непосредственно заменить транзистор BC107, хотя можно использовать и такой транзистор, как 2N3704, имеющий пластмассовый корпус, но необходимо обратить внимание на другую цоколевку.

Когда в целях выбора транзистора для практической схемы изучаются каталоги производителей, обращают внимание на следующие основные параметры:

Максимальное напряжение коллектор—эмиттер, $V_{CE(max)}$

Максимальный ток коллектора, $I_{C(max)}$

Максимальная рассеиваемая мощность при температуре 25 °C, P_{max}

Максимальная частота, f_T

Типичное значение коэффициента усиления тока, h_{FE}

В табл. A2.1 даны параметры некоторых распространенных транзисторов. Там же изображены цоколевки транзисторов, приведенных в табл. A2.1. Для каждого приведенного *n-p-n*-транзистора можно выбрать *p-n-p*-транзистор с похожими основными характеристиками, подходящий для применения в схемах с комплементарными парами. Эти транзисторы указаны в последней строке табл. A2.1.

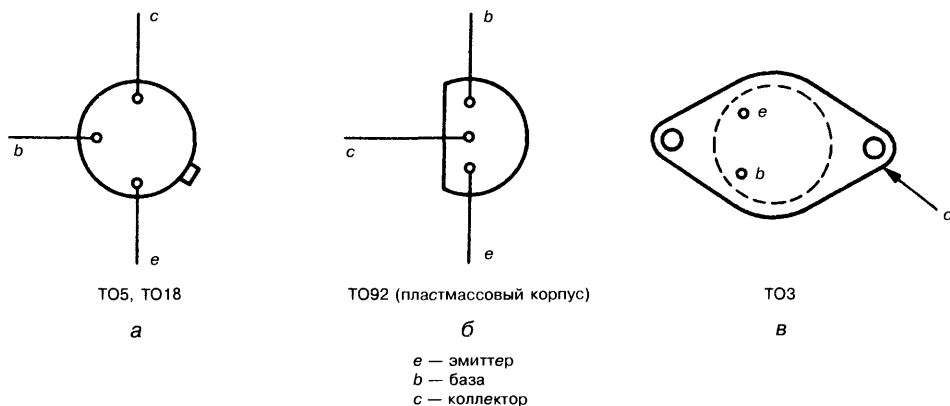


Рис. A2.1. Цоколевка транзисторов, вид со стороны выводов.

Таблица А2.1.

	BC107	2N3704	2N3053	BFY50	2N3055
$V_{CE\text{ (max)}}$, В	45	30	40	35	60
$I_{C\text{ (max)}}$, мА	300	500	700	1 А	15 А
P_{max} , мВт	360	360	1 Вт	800	115 Вт При тем-ре корпуса 25 °С
f_T , МГц	150	100	100	60	1
h_{FE}	200	200	150	30	50
Цоколевка	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>a</i>	<i>a</i>	<i>в</i>
Комплементарный <i>p-n-p</i> -транзистор	BC177	2N3702	2N4037	2N4036	PNP3055 или MJ2955

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Вступление

Большинство схем на основе операционного усилителя, приведенных в настоящей книге, построены с применением популярной ИС 741, являющейся «промышленным стандартом» 741. Однако некоторые применения могут потребовать другой тип ОУ. Например, ОУ с очень низким входным током или с высокой скоростью нарастания сигнала. В этом приложении даны основные электрические характеристики операционных усилителей 741 и 748 вместе с тремя другими ОУ с отличающимися параметрами.

Операционный усилитель LM308 в основном подобен усилителю 741, но имеет меньший входной ток. Усилитель NE5534 характеризуется очень высокой скоростью нарастания и низким уровнем шума в диапазоне звуковых частот, сохраняя максимальный уровень выходного напряжения до частоты 90 кГц, в то время как у ОУ 741 размах выходного сигнала на частоте выше 10 кГц уменьшается. ОУ TL081 является типичным представителем операционных усилителей в интегральном исполнении с полевыми транзисторами на входе. Чрезвычайно малые входной ток и ток сдвига, очень большое входное сопротивление, а также высокая скорость нарастания сигнала делают его удобным для применения в высококачественной звуковой аппаратуре, особенно в схемах с низким уровнем шумов. Сдвоенный ОУ (072/082) и счетверенный ОУ (074/084) хороши для применения в компактной аппаратуре.

Электрические параметры

Обозначения в табл. А3.1:

A_{VOL}	коэффициент усиления по постоянному току без обратной связи
$R_{вх}$	входное сопротивление
$\pm V_{CC(max)}$	максимальное напряжение источников питания
ООСС	относительное ослабление синфазного сигнала
V_{io}	напряжение сдвига на входе
I_b	входной ток
I_{io}	входной ток сдвига
B	полоса единичного усиления
S	максимальная скорость нарастания сигнала на выходе
C_c	рекомендуемая величина внешней корректирующей емкости (при единичном усилении)

Вариант цоколевки указан в табл. А3.2 (см. также рис. А3.1).

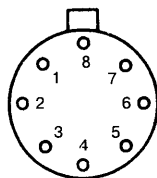
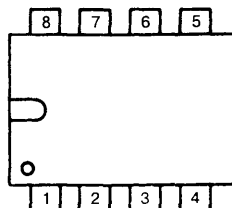
Таблица А3.1.

	741	748	LM308	NE5534	TL071/TL081
A_{VOL} , дБ	106	106	102	100	106
$R_{вх}$	2 МОм	2 МОм	40 МОм	100 кОм	10^{12} Ом
$\pm V_{CC(max)}$	± 18	± 18	± 18	± 20	± 18
ООСС, дБ	90	90	100	100	76
V_{io} , мВ	1	2	10	0,5	3
I_b	80 нА	80 нА	7 нА	500 нА	50 пА
I_{io}	20 нА	20 нА	1,5 нА	20 нА	5 пА
B , Гц	10^6	10^6	10^6	10^7	3×10^6
S , В/мкс	0,5	0,5	0,4	13	13
C_c , пФ	—	30	30	22	—
Цоколевка	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>a</i>

Таблица А3.2.

Вывод	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>
1	Балансировка	Балансировка/ C_c	Балансировка	Балансировка
2	Инверт. вход	Инверт. вход	Инверт. вход	Инверт. вход
3	Неинверт. вход	Неинверт. вход	Неинверт. вход	Неинверт. вход
4	V_{CC-}	V_{CC-}	V_{CC-}	V_{CC-}
5	Балансировка	Балансировка	Балансировка	C_c
6	Выход	Выход	Выход/ C_c	Выход
7	V_{CC+}	V_{CC+}	V_{CC+}	V_{CC+}
8	Не подключен	C_c	C_c	Балансировка/ C_c

DIL Пластмассовый корпус,
8 выводов



ТО99 Металлический корпус

Рис. А3.1.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ЦОКОЛЕВКА ЦИФРОВЫХ ИС

В этом приложении дана информация о цоколевке некоторых наиболее популярных цифровых ИС ТТЛ и КМОП.

Цоколевка схем серии 7400 совпадает с цоколевкой схем в ТТЛ-серии 74LS00 и в КМОП-сериях 74AC00, 74HCT00, 74LV00.

ТТЛ-схемы (серии 7400) требуют напряжения питания $V_{CC} = +5 \pm 0,25$ В. Большинство КМОП-схем будут работать при напряжении источника питания V_{DD} от +2 В до +6 В (за исключением схем LV/LVT, у которых напряжение питания ограничено величиной +3,6 В), земля (0 В) подключается к выводу, обозначенному V_{SS} .

Большинство ТТЛ-схем имеют коэффициент разветвления по выходу равный десяти, а по входу коэффициент нагрузки — единице. Коэффициент нагрузки по входу, больший единицы, отмечается соответствующим числом у входного вывода на рисунке.

Некоторые схемы ТТЛ- и КМОП-логики серии «7400»

7400	$4 \times 2И-НЕ$
7402	$4 \times 2ИЛИ-НЕ$
7404	$6 \times НЕ$
7410	$3 \times 3И-НЕ$
7413	$2 \times 4И-НЕ$ триггер Шмитта
7420	$2 \times 4И-НЕ$
7430	$8И-НЕ$
7442	двоично-десятичный дешифратор
7447A/74247	дешифратор для 7-сегментного индикатора
7473	два JK -триггера со сбросом
7474	два D -триггера
7475	четыре триггера-защелки
7476	два JK -триггера с установкой и сбросом
7483A	4-разрядный полный двоичный сумматор
7486	четыре схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ
7490A	декадный счетчик
7493A	4-разрядный двоичный счетчик
74121	ждущий мультивибратор
74122	ждущий мультивибратор с перезапуском
74123	два ждущих мультивибратора с перезапуском

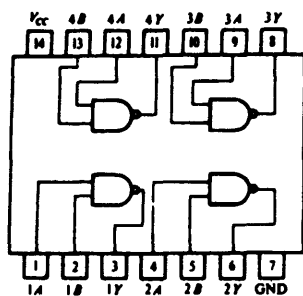
74141	высоковольтный двоично-десятичный дешифратор для управления газоразрядными индикаторами
74LS138	демультиплексор 1×8
74151	мультиплексор 8×1
74154	дешифратор 4×16

Некоторые схемы серии 4000 КМОП-логики

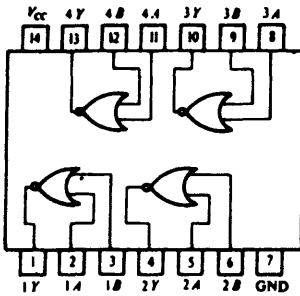
Эта первоначальная серия логических КМОП-схем, сильно устаревшая для новых разработок, поскольку слишком медленная, все еще привлекательна для схем с электрическими помехами, где низкая скорость распространения (>50 нс) и высокие логические пороги дают хорошую помехозащищенность. Напряжение источника питания может изменяться от +3 В до +15 В. Многие схемы серии 4000 выпускаются сейчас с характеристиками серии НС, то есть как 74НС4000 и т. д. У них сохранена цоколевка серии 4000.

4000	$2 \times$ ЗИЛИ-НЕ плюс инвертор
4001	$4 \times$ 2ИЛИ-НЕ
4002	$2 \times$ 4ИЛИ-НЕ
4003	4-разрядный полный двоичный сумматор
4004	$4 \times$ 2И-НЕ
4005	$2 \times$ 4И-НЕ
4006	два D -триггера
4016/4066	четыре двунаправленных переключателя
4017	декадный счетчик (десятичный выход)
4018	7-разрядный двоичный счетчик
4019	четыре схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ
4020	6НЕ
4021	8И-НЕ
4528	два ждущих мультивибратора с перезапуском

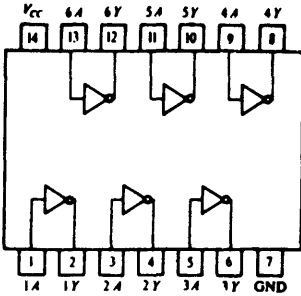
7400



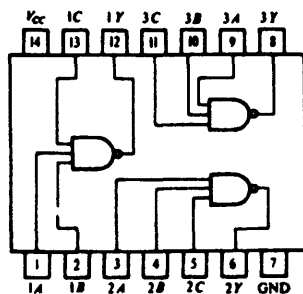
7402



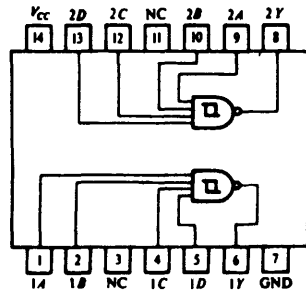
7404



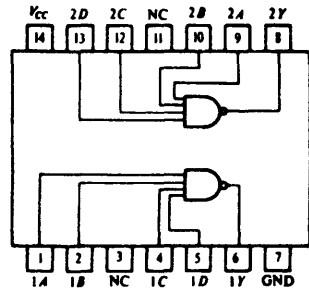
7410



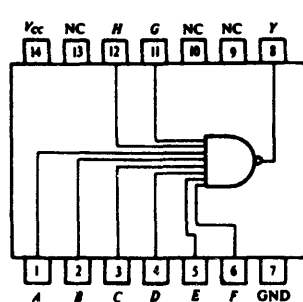
7413



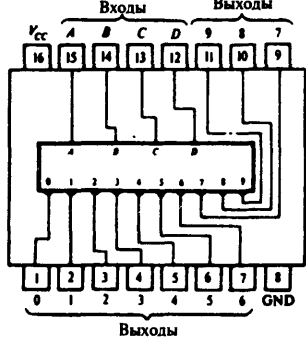
7420



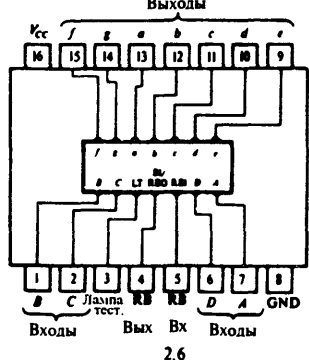
7430



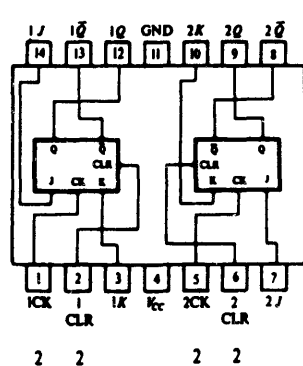
7442



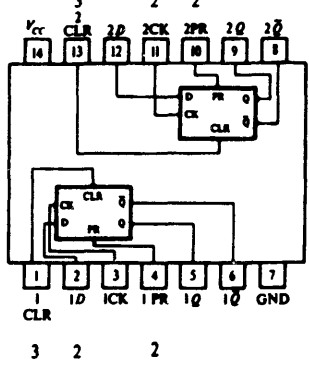
7447A/74247



7473



7474



7475

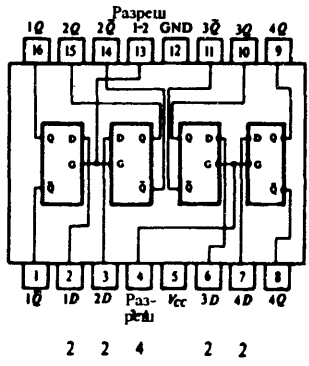


Рис. А4.1. а

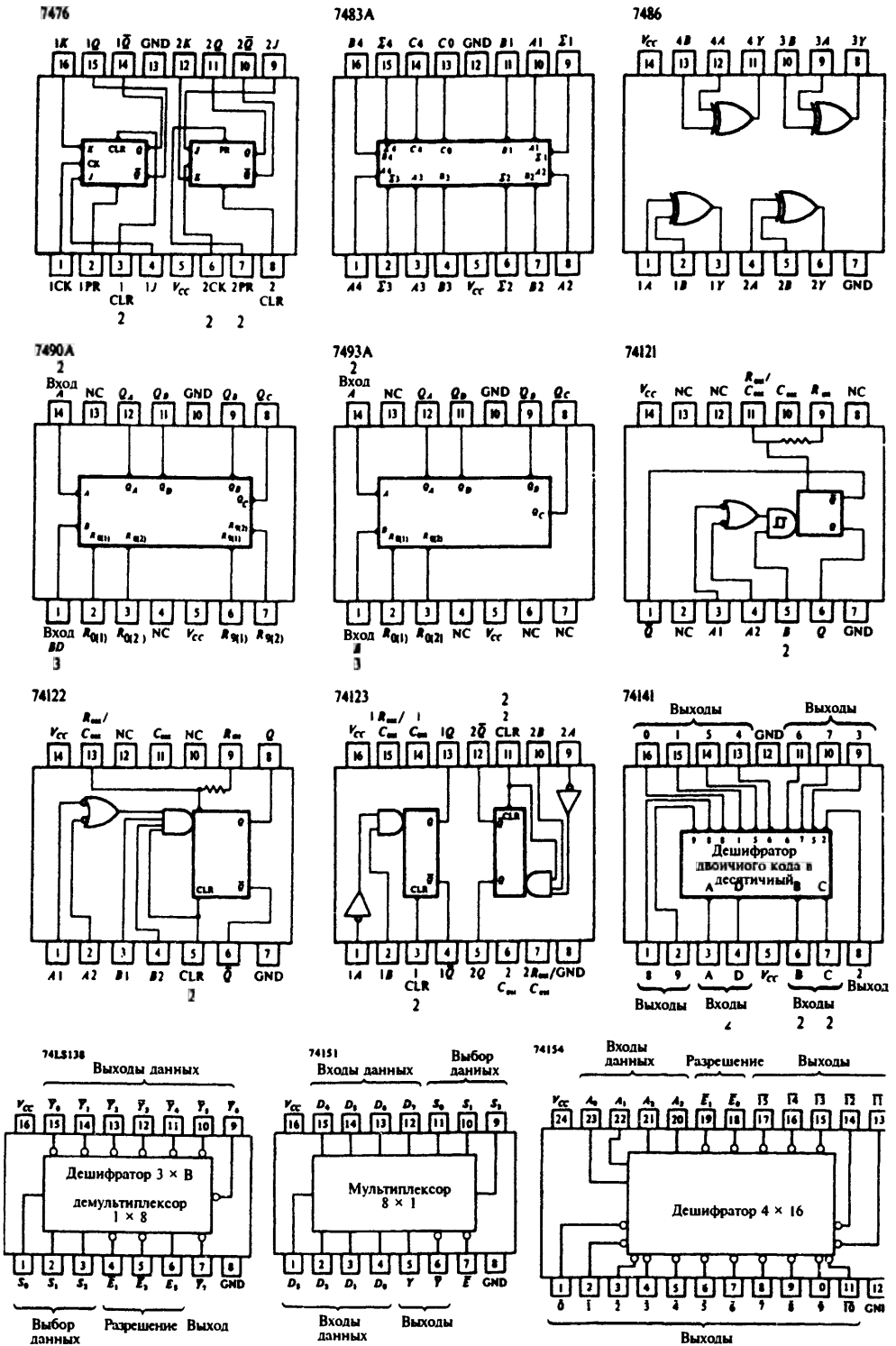
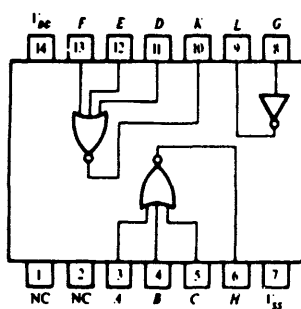
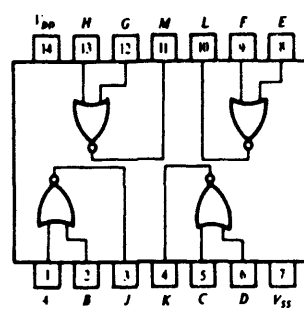


Рис. А4.1. 6

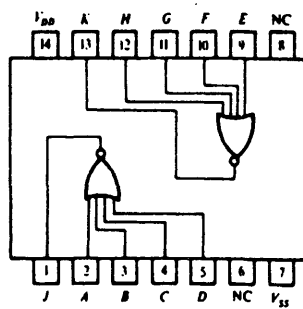
4000



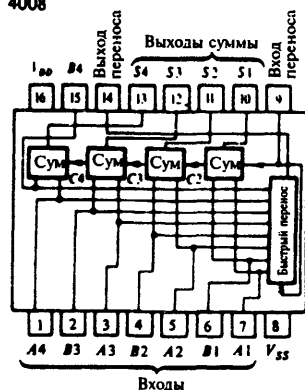
4001



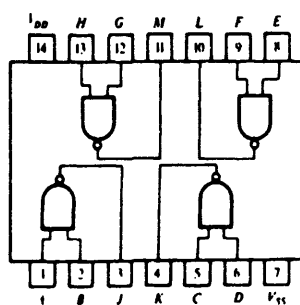
4002



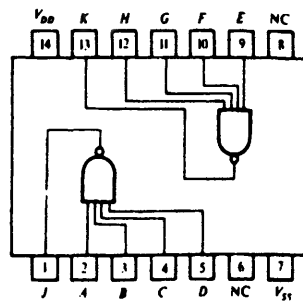
4008



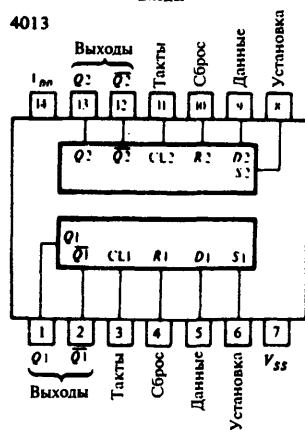
4011



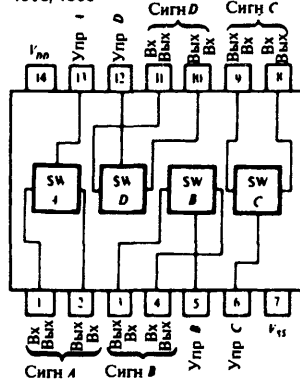
4012



4013



4016/4066



4017

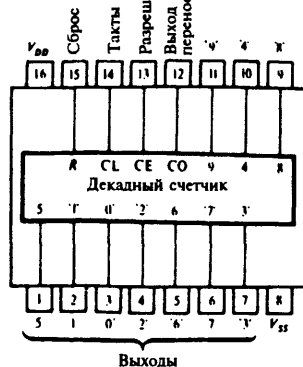
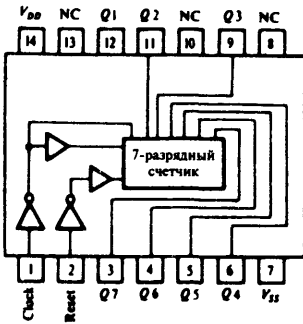
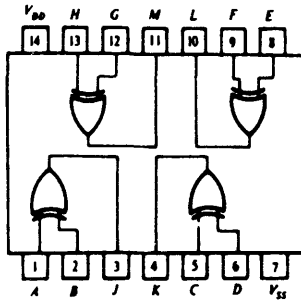


Рис. А4.1. в

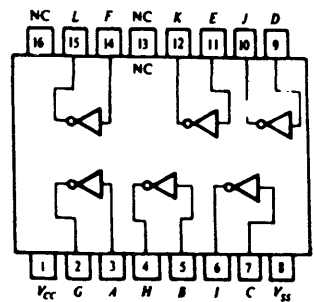
4024



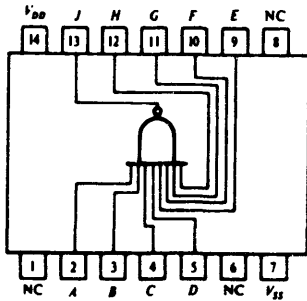
4030



4049



4068



4528

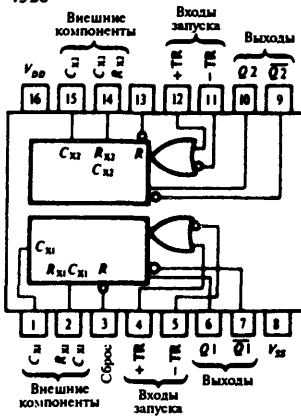


Рис. А4.1. 2

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

СОПРЯЖЕНИЕ С ПЕРСОНАЛЬНЫМ КОМПЬЮТЕРОМ СЕМЕЙСТВА IBM

У большинства персональных компьютеров на магистрали имеется ряд разъемов (карманов, слотов) для подключения плат пользователя (расширений). Разъемы установлены на материнской плате и рассчитаны на наличие на каждой из плат контактов ответной части разъема, выполненных по краю платы средствами печатного монтажа. Разводка основного 62-контактного разъема осуществлена в соответствии со стандартом, носящим название *Industry Standard Architecture (ISA)*; для плат, использующих только этот разъем, возможен обмен данными по магистрали только 8-разрядными двоичными словами (8-разрядная шина ISA). В одну линию с основным разъемом расположен дополнительный 36-контактный разъем; используя его, можно организовать обмен 16-разрядными данными (16-разрядная шина ISA).

На рис. А5.1 изображены разъемы шины ISA и приведена нумерация контактов. В табл. А5.1 и А5.2 перечислены сигналы на контактах разъемов с указанием выполняемой ими функции.

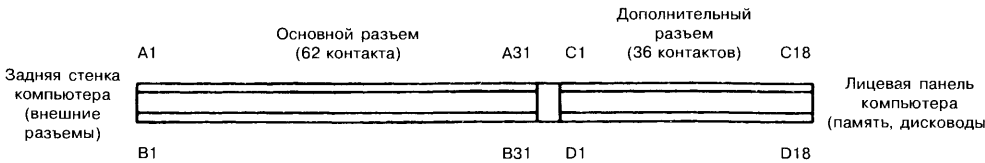


Рис. А5.1. Разъемы слота расширения ISA (внутри компьютера; вид на материнскую плату сверху).

Таблица А5.1. Сигналы в основном 62-контактном разъеме системной шины ISA (8-разрядная шина ISA).

Номер вывода	Обозначение	Направление передачи данных	Название сигнала	Функция
A1	<u>IOCHK</u>	Ввод	Контроль канала ввода/вывода	Низкий уровень при обмене с памятью или внешним устройством, при наличии ошибки четности
A2	D7	Ввод/вывод	Линия данных 7	Линия шины данных
A3	D6	Ввод/вывод	Линия данных 6	Линия шины данных
A4	D5	Ввод/вывод	Линия данных 5	Линия шины данных
A5	D4	Ввод/вывод	Линия данных 4	Линия шины данных
A6	D3	Ввод/вывод	Линия данных 3	Линия шины данных
A7	D2	Ввод/вывод	Линия данных 2	Линия шины данных
A8	D1	Ввод/вывод	Линия данных 1	Линия шины данных
A9	D0	Ввод/вывод	Линия данных 0	Линия шины данных
A10	<u>IOCHRDY</u>	Ввод	Готовность канала ввода/вывода	Переводится на низкий уровень медленной памятью или внешним устройством при неготовности к обмену данными
A11	AEN	Вывод	Разрешение адреса	Выдается контроллером прямого доступа в память (DMA) при выполнении цикла DMA. Запрещает работу порта ввода/вывода во время выполнения процедуры DMA, в которой могут возникнуть IORD и IOWR
A12	A19	Ввод/вывод	Линия адреса 19	Линия шины адреса
A13	A18	Ввод/вывод	Линия адреса 18	Линия шины адреса
A14	A17	Ввод/вывод	Линия адреса 17	Линия шины адреса
A15	A16	Ввод/вывод	Линия адреса 16	Линия шины адреса
A16	A15	Ввод/вывод	Линия адреса 15	Линия шины адреса
A17	A14	Ввод/вывод	Линия адреса 14	Линия шины адреса
A18	A13	Ввод/вывод	Линия адреса 13	Линия шины адреса
A19	A12	Ввод/вывод	Линия адреса 12	Линия шины адреса
A20	A11	Ввод/вывод	Линия адреса 11	Линия шины адреса
A21	A10	Ввод/вывод	Линия адреса 10	Линия шины адреса

Таблица А5.1 (продолжение)

Номер вывода	Обозначение	Направление передачи данных	Название сигнала	Функция
A22	A9	Ввод/вывод	Линия адреса 9	Линия шины адреса
A23	A8	Ввод/вывод	Линия адреса 8	Линия шины адреса
A24	A7	Ввод/вывод	Линия адреса 7	Линия шины адреса
A25	A6	Ввод/вывод	Линия адреса 6	Линия шины адреса
A26	A5	Ввод/вывод	Линия адреса 5	Линия шины адреса
A27	A4	Ввод/вывод	Линия адреса 4	Линия шины адреса
A28	A3	Ввод/вывод	Линия адреса 3	Линия шины адреса
A29	A2	Ввод/вывод	Линия адреса 2	Линия шины адреса
A30	A1	Ввод/вывод	Линия адреса 1	Линия шины адреса
A31	A0	Ввод/вывод	Линия адреса 0	Линия шины адреса
B1	GND	Нет передачи	Земля	Земля/общий 0 В
B2	RESET	Вывод	Сброс	Когда этот сигнал принимает высокий уровень, происходит сброс всех устройств (плат) в слотах расширения
B3	+5 В	Нет передачи	Пост. напр. +5 В	Шина питания
B4	IRQ2	Ввод	Запрос прерывания, уровень 2	Запрос прерывания (высший приоритет, активный уровень — высокий)
B5	—5 В	Нет передачи	Пост. напр. +5 В	Шина питания
B6	DRQ2	Ввод	Запрос прямого доступа в память, уровень 2	Принимает высокий уровень, когда требуется обмен с прямым доступом в память (DMA). Сигнал остается на высоком уровне до тех пор, пока не возникнет низкий уровень на соответствующей линии DACK
B7	—12 В	Нет передачи	Пост. напр. —12 В	Шина питания
B8	0 WS	Ввод	Режим ввода/вывода с нулевым ожиданием	Указывает микропроцессору, что текущий цикл на шине можно выполнять без введения дополнительных тактов ожидания

Таблица A5.1 (продолжение)

Номер вывода	Обозначение	Направление передачи данных	Название сигнала	Функция
B9	+12 В	Нет передачи	Пост. напр. +12 В	Шина питания
B10	GND	Нет передачи	Земля	Земля/общий 0 В
B11	$\overline{\text{MEMW}}$	Вывод	Запись в память	Принимает низкий уровень при записи в память
B12	$\overline{\text{MEMR}}$	Вывод	Чтение из памяти	Принимает низкий уровень при чтении из памяти
B13	$\overline{\text{IOWR}}$	Вывод	Запись во внешнее устройство	Принимает низкий уровень при записи во внешнее устройство
B14	$\overline{\text{IORD}}$	Вывод	Чтение из внешнего устройства	Принимает низкий уровень при чтении из внешнего устройства
B15	$\overline{\text{DACK3}}$	Вывод	Разрешение прямого доступа в память, уровень 3	Принимает низкий уровень при разрешении прямого доступа в память по запросу на соответствующем уровне
B16	DRQ3	Ввод	Запрос прямого доступа в память, уровень 3	Принимает высокий уровень, когда требуется обмен с прямым доступом в память. Сигнал остается на высоком уровне до тех пор, пока не возникнет низкий уровень на соответствующей линии DACK
B17	$\overline{\text{DACK1}}$	Вывод	Разрешение прямого доступа в память, уровень 1	Принимает низкий уровень при разрешении прямого доступа в память по запросу на соответствующем уровне
B18	DRQ1	Ввод	Запрос прямого доступа в память, уровень 1	Принимает высокий уровень, когда требуется обмен с прямым доступом в память. Сигнал остается на высоком уровне до тех пор, пока не возникнет низкий уровень на соответствующей линии DACK

Таблица А5.1 (продолжение)

Номер вывода	Обозначение	Направление передачи данных	Название сигнала	Функция
B19	DACK0	Вывод	Разрешение прямого доступа в память, уровень 0	Принимает низкий уровень при разрешении прямого доступа в память по запросу на соответствующем уровне
B20	CLK4	Выход	Тактовый сигнал, 4,77 МГц (обычно)	Этот сигнал является результатом деления частоты тактового сигнала процессора на 3; период равен 210 нс, коэффициент заполнения 33 %
B21	IRQ7	Ввод	Запрос прерывания, уровень 7	Высокий уровень выставляется внешним устройством, когда ему требуется обслуживание
B22	IRQ6	Ввод	Запрос прерывания, уровень 6	Высокий уровень выставляется внешним устройством, когда ему требуется обслуживание
B23	IRQ5	Ввод	Запрос прерывания, уровень 5	Высокий уровень выставляется внешним устройством, когда ему требуется обслуживание
B24	IRQ4	Ввод	Запрос прерывания, уровень 4	Высокий уровень выставляется внешним устройством, когда ему требуется обслуживание
B25	IRQ3	Ввод	Запрос прерывания, уровень 3	Высокий уровень выставляется внешним устройством, когда ему требуется обслуживание
B26	DACK2	Вывод	Разрешение прямого доступа в память, уровень 2	Принимает низкий уровень при разрешении прямого доступа в память по запросу на соответствующем уровне
B27	TC	Вывод	Окончание счета	Возникает высокий уровень, когда заканчивается счет при передаче данных при прямом доступе в память

Таблица А5.1 (окончание)

Номер вывода	Обозначение	Направление передачи данных	Название сигнала	Функция
B28	ALE	Вывод	Разрешение фиксации адреса	Отрицательным перепадом указывается момент, когда следует фиксировать адрес в регистре адреса. Имеет высокий уровень во время передачи данных при прямом доступе в память
B29	+5 В	Нет передачи	Пост. напр. +5 В	Шина питания
B30	OSC	Вывод	Тактовый сигнал, 14,31818 МГц (обычно)	Быстрый тактовый сигнал с периодом 70 нс и коэффициентом заполнения 50 %
B31	GND	Нет передачи	Земля	Земля/общий 0 В

Замечания:

1. Направление передачи данных указано относительно материнской платы.

2. IRQ4, IRQ6 и IRQ7 генерируются последовательным интерфейсом, интерфейсом диска и параллельным интерфейсом, размещенными на материнской плате.

3. DACK0 (иногда обозначаемый как REFRESH) используется для регенерации динамической памяти, а сигналы с DACK1 по DACK3 служат сигналами подтверждения при других запросах на прямой доступ в память (DMA).

Предметный указатель

- Абсолютное значение сигнала, 322
Автоматическая регулировка усиления, 144, 328
Автоматическое смещение затвора, 54
Адрес начала, 441
Адрес, 427
Активное вытягивание, 258, 371
Активные компоненты, 20
Активные фильтры, 305
Активный фильтр высоких частот, 311
Активный фильтр низких частот, 305
Акцепторная примесь, 27
Алмаз, 21
АЛУ, 419
Ампер-час, 203
Аналоговое моделирование, 331
Аналоговые сигналы, 271
Аналоговый
 делитель, 329
 дифференциатор, 295
 интегратор, 287
 переключатель, 416
 перемножитель, 194, 326
 сумматор, 285
Аналоговый перемножитель — аттенуатор, 328
Аналого-цифровой преобразователь (АЦП), 467
Анод, лампа, 59
Антидинаatronная сетка (в пентоде), 65
Антисовпадения логический элемент, 367
Арифметическо-логическое устройство, 419
Арсенид галлия, GaAs, 161
Ассемблер, 443
Асинхронный счетчик, 392
Аттенуатор с применением полевого транзистора, 145
АЦП последовательных приближений, 468
Аудиомикшер (схема), 286
База, эмиттер, коллектор биполярного транзистора, 32
Байт, 383
Балансировка, 277
 интегратора на операционном усилителе, 289
Баркгаузена критерий, 336
Батареи, аккумуляторы, 203
Беспроводная связь, 153
Библиография, 498
Биквадратный фильтр, 56, 244
Биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, 56, 244
Биполярный транзистор, 6, 19 бит, 20, 32
Битстрим-преобразование, 473
Больцмана постоянная, 96
Бор, 27
Булева алгебра, 363
Буфер клавиатуры, 459
Буферный логический элемент, 371
Вакуумная лампа, 59
Валентные электроны, 24
Варикап, 32
Варьирование резонансных частот, 312
Ввод/вывод, 447, 452
Ввод/вывод (микроЭВМ), 447
Ввод/вывод согласно распределению памяти, 447
Вектор прерывания, 458
Верхние частоты, 152
Взаимная проводимость, 61
Винчестер (диск), 431
Волновое сопротивление, 94
Восстановление постоянной составляющей, 260
Время
 нарастания, 253
 отпирания, 257
 подготовки, 382
 прохождения в логической схеме, 371
 спада (сигнала), 254
 удержания, 382
Вторичная эмиссия, 65
Вход установки, 379
Вход сброса, 379
Входное и выходное сопротивления истокового повторителя, 117
Входное смещение, 275
Входное сопротивление эмиттерного повторителя, 110
Входное сопротивление, 87
Входной порт, 451
Входной синфазный сигнал, 186

- Входной ток смещения, 184, 275
Выбор данных, 409
Выбор транзистора, 482
Выборки-хранения схема, 468
Выбросы, 388
Выпрямитель прецизионный, 321
Выпрямление, 204
Высоковольтный источник питания, 211
Вытягивание активное, 257, 371
Вытягивающий резистор, 324, 412
Выход с тремя состояниями, 429
Выходное сопротивление, 89
Выходное сопротивление при отрицательной обратной связи, 121
Выходное сопротивление эмиттерного повторителя, 111
Выходной каскад на двух транзисторах, 371
Выходной порт, 449
Выходные характеристики транзистора, 136
Вычитание двоичное, 421, 424
- Гармоники, 77, 251
Гармоники в пульсациях источника питания, 213
Гармонические искажения, 77
Гармонический осциллятор, 331
Генератор
 импульсов, ТТЛ, 400
 линейноизменяющегося напряжения, 291
 с мостом Вина, 339
 с фазовращателем, 336
 управляемый напряжением, ГУН, 354
Гибридная π -образная эквивалентная схема, 147
Гипербола максимальной мощности, 139
Гистерезис
 в компараторе, 323
 в триггере Шмитта, 354
«Глюки», 388
Граничная частота (в транзисторе), 154
- Двоичная цифра, 367
Двоично-десятичный счетчик, 389
Двоичное вычитание, 422, 425
Двоичное деление, 424
Двоичное дополнение, 423
Двоичное умножение, 424
Двоичный сумматор, 367, 419
Двоичный счетчик, 352, 386
Двойной Т-образный мост, 313
- Двунаправленный переключатель, КМОП, 416
Двухполупериодный выпрямитель, 204
Двухтактный выход, 124
Де Моргана теорема, 366
Деление частоты, 386
Делитель аналоговый, 329
Делитель двоичный, 424
Дельта-сигма АЦП, 474
Демпфер в схеме с симистором, 246
Демультимплексирование, 409
Десятичное дополнение, 422
Десятичный счетчик, 385, 389
Децибел, 95
Дешифратор
 4 на 16, 395
 адреса, 449
 семисегментного индикатора, 397
 шестнадцатеричный, 420
Диаграмма Боде, 174
Диаграмма Найквиста, 174
Динамическое ОЗУ, 432
Динамическое сопротивление диода на p - n -переходе, 133
Динамическое сопротивление стабилитрона, 220
Диод Зенера, стабилитрон, 31, 218
Диод
 выпрямитель, 204
 ламповый, 59
 ограничитель, 269
 светоизлучающий, 37
 фиксирующий, 260
 характеристики, 131
 p - n -переход, 28
Диодно-транзисторная логика, 364
Диодный измеритель частоты импульсов с накачкой заряда, 268
Дифференциальное сопротивление полупроводникового диода, 133
Дифференциальное уравнение, решение путем аналогового моделирования, 331
Дифференциальный коэффициент шума, 99
Дифференциальный усилитель, 83, 185
 коэффициент усиления напряжения, 186
 с применением ОУ, 284
 симметричный выход, 193
Дифференциатор на ОУ, 295
Дифференцирующая схема, 263
Документация (программ), 443
Долби — система подавления шума, 146

- Донорная примесь, 27
- Допуск, 478
- Дребезг, переключатель, 377, 405
- Дрейф, 184
- Дробовой шум, 96
- Дрожание, 469
- Дроссель в источнике питания, 213
- ДТЛ, 365
- Дырка, 28

- Емкости транзистора, 153
- Емкость в биполярном транзисторе, 153
- Емкость в полевом транзисторе, 161

- Ж**лущий мультивибратор, 351
 - на КМОП-схемах, 403
 - на основе таймера, 351, 405
 - на ТТЛ-схемах, 402
- Жесткий диск, 431
- Жидкокристаллический индикатор, 396

- Загрузка триггера, 384
- Задержка импульса, 404
- Заземляющая поверхность, 170
- Запрос ввода/вывода, 446
- Заряд/разряд конденсатора, 251
- Зарядное устройство никель-кадмиевого аккумулятора, 139
- Затвор полевого транзистора, 48
- Зашелкивание, 330
- Защита от короткого замыкания
 - в источнике питания, 230
 - в усилителе мощности, 128
- Звон на прямоугольном сигнале, 256
- Звуковой усилитель мощности, 128
- Зенеровский диод, стабилитрон, 31

- И**деальный источник тока, 139
- Избыточная дискретизация
 - в АЦП, 473
 - в ЦАП, 476
- Изменение сопротивления с помощью трансформатора, 104
- Изменение сопротивления, 104
- Измерение
 - выходного сопротивления, 90
 - искажений, 78
 - коэффициента усиления напряжения, 45
- Измеритель частоты импульсов, наработка заряда, 268
- ИЛИ логическая схема, 359
- ИЛИ-НЕ логическая схема, 362
- И-логическая схема, 359
- Импульсные источники питания, 237
- Инвертирующий усилитель на основе ОУ, 282
- Индикатор
 - буквенно-цифровой, 400
 - жидкокристаллический, 396
 - мультиплексированный, 359
 - семисегментный, 396
 - типа «взрывающейся звезды», 400
 - шестнадцатеричный, 420
- Индуктивность
 - в источнике питания, 214, 237
 - в схеме фильтра, 310
 - рассеяния, 107
- И-НЕ логическая схема, 361
- Инициализация, 454
- Интегральная схема преобразователя напряжения, 231
- Интегральная схема стабилизатора напряжения, 231
- Интегратор
 - Блюмлейна, 287
 - в аналоговом компьютере, 332
 - Миллера, 287
 - на операционном усилителе, 287
- Интегрирование прямоугольных колебаний, 266
- Интегрирующая схема, 264
- Интегрирующая схема, ошибка на выходе, 265, 290
- Интермодуляционные искажения, 78
- Интермодуляционные искажения при переходном процессе, 301
- Интерполятор, 476
- Интерпретатор, 446
- ИС (интегральная схема), 57
 - логическая с плавкими перемычками, 416
 - логическая, 369
 - специализированная, 415
 - стабилизатор, 231
 - таймер, 405
 - усилитель, 194, 272
 - усилитель мощности, 130
 - цоколевка, 485, 488
- Искажения, 76
 - вследствие наложения спектров, 472
 - в усилителе с общим истоком, 150
 - в усилителе с общим эмиттером, 147
 - гармонические, 78



- интермодуляционные, 79
- из-за конечной скорости нарастания, SID, 301
- Исключающее ИЛИ — логическая схема, 367
- Исток, 48
- Истоковый повторитель, 115
- Источник напряжения, 89
- Источники питания, 203
 - двуполярное, 181
 - для логических схем, 413
 - для плеера, 225
 - импульсные, 237
- Карта памяти, 434
- Каскодная схема, 167
- Катод лампы, 59
- Катод прямого накала, 62
- Квадратичная характеристика полевого транзистора, 150
- Квадратурный генератор, 342
- Квазиустойчивое состояние, 351
- Кварцевый генератор, 345
- Керамический фильтр, 346
- Кинескоп, 67
- Класс АВ, усилитель, 126
- Класс В, усилитель, 123
- Класс С, усилитель, 123
- КМОП двунаправленный переключатель, 416
- КМОП, 57, 372
- Коаксиальный кабель, 115
- Код операции, 440
- Коллектор, 20, 32
- Коллекторные характеристики, 137
- Кольцевой регистр сдвига, 385
- Кольцевой счетчик, 385
- Комбинационная логика, 374
- Компаратор аналоговый, 322
- Компенсация емкости, 82, 128
- Компенсация в полупроводниках, 28
- Компенсация емкости в усилителе, 78, 128
- Компилятор, 446
- Комплементарная МОП-логика, 57, 257, 372
- Комплементарная схема Дарлингтона, 128
- Комплементарные МОП-транзисторы, 57, 257, 372
- Комплементарные транзисторы, 37, 123
- Компьютер
 - Archimedes, 438
 - Colossus, 370
- аналоговый, 331
- цифровой, 419
- Компьютеры Acorn, 437, 441, 452
- Компакт-диск, 431
- Конденсатор фильтра, 213
- Конденсатор электролитический, 41
- Конечный автомат, 378
- Конфликт на шине, 446
- Коэффициент
 - (фактор) шума, 97
 - нестабильности, 220
 - передачи истокового повторителя, 117
 - передачи напряжения эмиттерного повторителя, 109
 - разветвления по входу, 364
 - разветвления по выходу, 364
 - стабилизации, 220
 - стабилизации стабилизатора на стабилизаторе, 222
 - трансформации, 104
- Коэффициент усиления
 - в схеме с общим эмиттером, 146
 - в схеме с общим истоком, 149
 - истокового повторителя, 117
 - дифференциального усилителя, 186
 - напряжения, 45
 - синфазного сигнала, 186
 - тока, 24
 - усилителя без обратной связи, 74
 - усилителя с обратной связью, 74
 - эмиттерного повторителя, 110
- К.п.д. усилителя мощности, 123
- Кремниевый управляемый диод, 240
- Критерий Найквиста, 82
- Крутизна
 - биполярного транзистора, 136
 - полевого транзистора, 150
 - триода, 62
- Лавинный пробой
 - в диоде, 31, 218
 - в транзисторе, 137
- Лампа вакуумная, 59
- Легирование, 27
- Линзы электронные, 68
- Линия нагрузки, 140
- Литиевый аккумулятор, 203
- Логарифмирующий усилитель, 317
- Логическая схема
 - инвертора, 360
 - неравенства, 367



- Логический элемент, 359
Люминофор электронно-лучевой трубки, 67
Магистраль данных, 427
Магнитное отклонение луча, 69
Магнитный диск памяти, 431
Максимальная скорость нарастания, 299
Максимальное обратное напряжение, 210
Максимальные характеристики транзистора, 141
Максимум мощности (теорема), 94
Малoshумящие усилители, 101
Малoshумящий предусилитель звуковых частот, 101, 103
Матрица логических элементов, 369
Машинный код, 438
Метка, 443
МЗР, 386
Микропрограмма, 436
Микропроцессор, 435
МикроЭВМ, 419, 135
МикроЭВМ BBC Micro, 437, 441, 452
Миллера эффект, 156
Минимально-фазовая цепь, 176
Младший значащий разряд, 386
Мнемоника, 443
Мнимая земля, 283
Многозадачная операционная система, 459
Многослойный печатный монтаж, 368
Модулятор, 195
Монтажное И, 428
МОП-транзистор
 с двумя затворами, 169
 мощный, 56, 240
 переключающий, 289
 режимы обогащения и обеднения, 50
Мостовой выпрямитель, 204
Мультивибратор
 бистабильный, 346
 ждуший, 351, 402
 самовозбуждающийся, 347
Мультиплексированный индикатор, 399
Мультиплексор, 409
Нагрузочная способность, 209
 источника питания, 214
 по выходу, 364
 стабилизатора на стабилитроне, 222
Накапливающий конденсатор, 207
Накачка заряда, 268
Наклон в прямоугольном колебании, 261
Насыщение в биполярном транзисторе, 42, 45, 140, 249
НЕ логическая схема, 360, 399
Не маскируемое прерывание, 457
Неинвертирующий усилитель на ОУ, 278
Неиспользованные входы логических элементов, 413
Неосновные носители, 27
Нескоммутированная логическая матрица, 416
Неустойчивость
 усилителя высокой частоты, 166
 усилителя мощности, 131
 усилителя с обратной связью, 82
Нижние частоты, 179
Никель-кадмиевый аккумулятор, 204
Нить накала лампы, 58
Номинальный ток конденсатора, 211
НС-логические схемы, 372
Обеднение в МОП-транзисторе, 52
Обедненный слой, 29
Обнаружитель фронта импульса, 383
Обогащение МОП-транзистора, 52
Обратная связь отрицательная, 71
Обратная связь по току, 82
Обратная связь положительная, 74, 336
Обратный ток насыщения, 132
Общая база, усилитель, 163
Общий коллектор, усилитель, 107
Объемное сопротивление, 133
Ограничение импульсов, 269
Ограничение тока, 230
Ограничение тока «со свертыванием», 230
Ограничитель, 270
Однополупериодное выпрямление, 204
ОЗУ на КМОП-схемах, 434
ОЗУ, 431
ООСС, 191
Операнд, 440
Операционная система, 441
Операционный усилитель, 272
Операционный усилитель большой мощности, 130, 302
Операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе, 277
Операционный усилитель, практические детали, 277



- Опорное напряжение, 228
Опрашивание, 453
Оптический диск, 431
Оптическое стекловолокно, 38
Оптопара, 38
Оптопара в схеме симисторного регулятора, 244
Оптоэлектронные приборы, 36
Ослабление
 высоких частот, 153
 низких частот, 180
 синфазного сигнала, 191
 влияния напряжения источника питания, 302
Основные носители, 27
Осциллограф, 66, 163, 256, 292
Отклонение луча в ЭЛТ, 67
Открытый коллектор, 396, 428
Отношение сигнал-шум, 95, 469
Отрицательная логика, 369
Отрицательная обратная связь, 71
 входное сопротивление, 121
 выходное сопротивление, 120
 эксперименты, 83

Память с произвольной выборкой, DRAM, 431
Память типа первым вошел — первым вышел, FIFO, 384, 431
Память: карта памяти, 433
Параллельная коррекция, 171
Параллельная обратная связь в операционном усилителе, 282
Параллельная отрицательная обратная связь, 122, 282
Параметры операционного усилителя, 484
Пассивные компоненты, 20
ПДП, 462
Пентод, 64
Передача максимальной мощности, 93
Переключающие схемы, 45
Переключающие схемы с применением ламп, 66
Переключение, 380
Переключение при нулевом напряжении, 248
Перекрестные искажения, 77
Перекрытие проводимости, 414
Перемещаемая программа, 443
Перемножающий ЦАП, 465
Переполнение, 422

Пересчитанное сопротивление, 106
Переходной процесс — интермодуляционные искажения, 301
Персональный компьютер фирмы IBM (ПК), 441
ПЗУ, 434
Пиковое значение переменного напряжения, 208
ПЛМ, 416
Повторитель
 источниковый, 115
 напряжения, 278
 эмиттерный, 107
Повышающий преобразователь напряжения, 238
Подавление помех с помощью дифференциального усилителя, 197
Подвижность носителей в полупроводниках, 161
Подложка, 50, 52
Полевой транзистор, 48
 резистор, управляемый напряжением, 145
 в электрометре, 56
 для сброса интегратора, 291
 на высоких частотах, 162
 усилитель напряжения, 55
 квадратичные характеристики, 150
 мощный, 130
Полевой эффект, 48
Полный сумматор, 367
Положительная обратная связь, 74, 336
Полоса пропускания усилителя, 170
Полоса удержания ФАПЧ, 457
Полоса частот операционного усилителя, 298, 300
Полосовой активный фильтр, 312
Полосовой фильтр, 313
Полубайт, 426
Полузаказные ИС, 415
Полупроводники, 23
Полупроводники *n*-типа, 26
Полупроводники *p*-типа, 27
Полусумматор, 367
Помехи в логических схемах, 412, 413
Понижающий преобразователь напряжения, 238
Порт
 микроЭВМ BBC Micro, 452
 принтера, 452
Порты входа/выхода персонального компьютера (ПК), 449

- Последним пришел — первым вышел (память), LIFO, 459
 Последовательное соединение счетчиков, 391
 Последовательное соединение усилительных каскадов, 92
 Последовательное соединение фильтров, 311
 Последовательностные логические схемы, 374
 Последовательность импульсов, 249
 Послесвечение люминофора в ЭЛТ, 69
 Постоянная времени, 41, 253
 Постоянное запоминающее устройство, 434
 Потенциальный барьер, 29
 Потенциометр в источнике питания, 215
 ППЗУ, 435
 Практические рекомендации по применению ТТЛ-схем, 411
 Предварительный усилитель радиоприемника FM-диапазона, 167
 Предосторожности со статическим электричеством, 56
 Предусилитель
 звуковых частот, 101, 104
 радиодиапазона коротких волн, 168
 телевизионного диапазона дециметровых волн, 165
 Преобразование из параллельного вида в последовательный, 384
 Преобразование из последовательного вида в параллельный, 384
 Преобразование частоты выборок, 475
 Преобразователь напряжения
 повышающий, 238
 понижающий, 238
 Преобразователь ток—напряжение, 296
 Прерывание, 435, 457
 Прецизионные выпрямители, 312
 Приемопередатчик, двунаправленный, 431
 Применения ИС операционного усилителя, 272
 Примеси в полупроводниках, 26
 Примесная проводимость, 26
 Принцип суперпозиции, 109
 Пробой
 в диоде, 31, 218
 в транзисторе, 139
 Проводимость в полупроводниках, 25
 Проводимость выходная, 139, 148
 Программа, 374, 435
 Программируемая пользователем логическая матрица, 416
 Программируемое логическое устройство, 416
 Программируемый контроллер прерываний, 458
 Программные средства, 438
 Прозрачная защелка, 378
 Произвольная логика, 415
 Прореживание, 475
 Проходной конденсатор, 166
 Проходной транзистор в источнике питания, 216
 Процессор, ЦПУ, 435, 454
 Прямой доступ к памяти (ПДП), 462
 Прямоугольный сигнал, 249
 Пульсации, 208
 Пульсации в стабилизаторе напряжения, 227
 Пьезоэлектрический эффект, 345
 Работа транзистора в качестве реле, 23
 Рабочая точка, 39
 Радар, 69
 Радиатор, 235
 Радиочастоты, 152
 Развязка, 214
 в логических схемах, 414
 Развязывающий конденсатор, 214
 Развязывающий конденсатор в импульсных схемах, 258
 Разделительный конденсатор, 41, 179
 Раздельные источники питания, 181
 Разряд конденсатора, 255
 Разъем ISA (ПК), 451, 492
 Рассеяние мощности
 в стабилизаторе, 222
 в транзисторе, 141, 235
 Расширение базы, 155
 Расширитель импульса, 404
 Регистр, 383
 Регулировка нижних частот, 315
 Регулировка тембра на высоких частотах, 315
 Регулятор яркости лампы с использованием тринистора, 245
 Регулятор, 71
 Регуляторы тембра, 315
 Резистор
 нагрузки, 39
 управляемый напряжением, 143
 Резисторная сборка, 412



- Резисторно-транзисторная логика, 364
Резистор-пробка, 336
Резонансная система, аналоговое моделирование, 331
Реле, 20
Реле в логических схемах, 359
РТЛ, 364
- Саллена и Кей фильтр, 305
Самовозбуждающийся мультивибратор, 336
Самозашелкивающийся триггер, 382
Сброс
 микропроцессора, 440
 триггера, 376
Сверхсогласованная пара транзисторов, 319
Светодиод, 38
СВЧ-сигналы, 152
Сглаживание, 207
Сдвиговый регистр, 383
Семисегментный индикатор, 396
Сервосистема, 72
Сетевой заграждающий фильтр, 414
Сетка, 60
 антидинаatronная, 65
 экранная, 64
Сигнал, 19
 развертки, 291
Сигналы на шине ПК, 493
Симистор, 244
Симметричные источники питания, 181
Синфазный сигнал, 190
Синхронный счетчик, 392
Синхронный триггер, 378
Система автоматизированного проектирования, CAD, 416
Следящая обратная связь, 113
 в операционном усилителе, 282
 в усилителе мощности звуковых частот, 128
Сложение
 аналоговое, 285
 цифровое, 367
Слот расширения системной шины персонального компьютера (ПК), 451, 492
Смещение, 39
 в интеграторе, 287
 в ОУ, 274
 входного тока, 276
 на p - n -переходе, 30
 напряжения, 181, 276
- Смыкание в полевом транзисторе, 143
Собственная проводимость, 24
Согласованная нагрузка шины, 431
Соединения в схемах с ТТЛ-логикой, 411
Сопrotивление
 входное, 88
 выходное, 89
 пересчитанное, 106
 согласование, 87, 92
 динамическое, 133
 тепловое, 237
Спад прямоугольного сигнала, 261
Спектроанализатор, 78
Список соединений, 416
Стабилизатор напряжения, 218
 на стабилитроне, 218
 на ИС, 231
 с усилителем рассогласования, 226
Стабилизированный усилитель напряжения, 43
Стабилитрон в качестве ограничителя, 221, 270
Стабильность усилителя с обратной связью, 81
Стандартный логический компонент, 415
Старший значащий разряд (СЗР), 368
Статическое ОЗУ, 432
Стек, 458
Стираемое ППЗУ, 435
Стираемые программируемые логические схемы, 416
Сток, 48
Стоковая проводимость, 143, 150
Стоковое сопротивление, 144, 150
Стоковые характеристики, 143
Сумматор
 аналоговый, 285
 двоичный, 367, 419
 параллельный, 368
 последовательный, 368
Суперкомпьютер, 419
Супер- β -транзистор, 276
Схема
 Баксандалла регулировки тембра, 317
 Вильямса с «двойным кольцом», 229
 Гилберта, 194
 Дарлингтона, 23
 Дарлингтона в эмиттерном повторителе, 112, 217
 Дарлингтона на комплементарных транзисторах, 128
 задержки импульса, 404

- зарядного устройства аккумулятора, 139
- микшера звукового диапазона, 287
- повторителя напряжения, 278
- расщепления фазы, 89
- с общей базой, 163
- с общим затвором, 167
- с общим резистором в цепи эмиттеров, 185
- с общим эмиттером, 32
- сравнения чисел, 449
- тестирования транзистора, 38
- Схемы режекции частоты, 312
- Счетчик
 - асинхронный, 392
 - двоично-десятичный, 389
 - двоичный, 352, 386
 - десятичный, 389
 - кольцевой счетчик, 385
 - синхронный, 392
- Таблица истинности, 365
- Таблица переходов, 378
- Таймер (555), 405
- Тактовый сигнал, 378, 383, 439
- Твердотельное реле, 245
- Температура — влияние на усилитель постоянного тока, 185
- Температурная компенсация, 127, 192
 - в логарифмирующем усилителе, 319
 - в усилителе мощности, 127
- Температурный коэффициент стабилизатора, 229
- Теневая маска цветной ЭЛТ, 70
- Теорема Найквиста о выборках, 470
- Теорема Тевенина, 89
- Тепловая схема, 236
- Тепловое сопротивление, 236
- Тепловой шум, 96
- Теплоотвод, 234
- Термистор, как стабилизирующий элемент в генераторе, 342
- Термометр, электронный, 195
- Термоэлектронная эмиссия, 58
- Тетрод, 64
- Технология поверхностного монтажа, 479
- Тиристор, 240
- Ток покоя, 39, 133
- Ток смещения в ИС, 275
- Ток смещения входной, 184
- Токовое зеркало, 192
- Точка суммирования, 285
- Точность интегратора на операционном усилителе, 291
- Транзистор
 - источник постоянного тока, 138, 192, 288
 - большой мощности, 128, 217, 243
- Транзисторно-транзисторная логика, 364, 370
- Трансформатор, 104
- Трансформатор обратного хода, 238
- Требования к источникам питания операционного усилителя, 301
- Триггер, 351, 374
 - с импульсным переключением, 381
 - типа ведущий-ведомый, 380
 - срабатывающий по фронту сигнала, 379
- Триод, 60
- ТТЛ, 364, 370
- ТТЛ с диодами Шотки, 372
- ТТЛ триггер Шмитта, 402
- ТТЛШ, 372
- Туннельный эффект в стабилитроне, 276
- Удвоитель напряжения, 214
- Уменьшение искажений из-за конечной скорости нарастания, 301
- Уменьшение искажений при введении отрицательной обратной связи, 79
- Умножение
 - двоичное, 424
 - аналоговое, 194, 326
 - напряжения, 210
 - напряжения Кокрофта—Валтонена, 211
- Универсальный асинхронный приемопередатчик, 385
- Управление с целым числом периодов, 248
- Уровень приоритета прерывания, 457
- Усиление, 19
- Усилитель
 - Голдберга, 201
 - диапазона коротких волн, 168
 - дифференциальный, 185, 284
 - интегральный, 196
 - каскадный, 167
 - класса АВ, 126
 - класса В, 123
 - класса С, 123
 - ламповый, 63, 66
 - логарифмический, 317
 - малошумящий, 101
 - мощности, 123

- мощности на ИС, 130
 - мощности, практическая схема, 128
 - на биполярном транзисторе, 39
 - на пентоде, 66
 - на полевом транзисторе, 54
 - на триоде, 63
 - напряжения, 39, 54
 - операционный, 272
 - постоянного тока, 178, 181
 - постоянного тока с применением ОУ, 278
 - рассогласования в источнике питания, 226
 - с коррекцией дрейфа, 202
 - с обратной связью, 73
 - с общей базой, 163
 - с общим истоком, 149
 - с общим коллектором, 107
 - с общим эмиттером, 40
 - с общим эмиттером на высоких частотах, 158
 - с преобразованием, 201
 - управляемый напряжением, 195
 - широкополосный, 170
 - электрометрический, 293
- Установка нулевого смещения, 183, 236
- Фазовая автоподстройка частоты, 355**
- Фазовый компаратор, 356**
- Фазовый сдвиг в генераторе, 336**
- Фазовый сдвиг на высоких частотах, 173**
- Фазовый сдвиг на низких частотах, 180**
- ФАПЧ, 355**
- Фатальный сбой, 441**
- Физиологический усилитель, 199**
- Фиксирующий диод, 261**
- Фильтр**
- активный, 305
 - активный Баттерворта, 310
 - активный биквадратный, 333
 - активный верхних частот, 311
 - активный полосовой, 315
 - активный с варьiruемой характеристикой, 333
 - активный с максимально плоской характеристикой, 315
 - активный с переключаемыми конденсаторами, 334
 - активный Саллена и Кея, 305
 - в источнике питания, 213
 - верхних частот, 179
 - керамический, 345
 - нижних частот, 172
 - нижних частот в качестве интегратора, 264
 - первого порядка, 172
 - предупреждающий наложение, 472, 477
 - с варьiruемой характеристикой, 380
 - с несколькими обратными связями, 314
 - с переключаемыми конденсаторами, 334
 - сетевой, 413
 - цифровой, 464
- Фликер-шум, 96**
- Флоппи-диск, 431**
- Флэш-память, электрически стираемое ППЗУ, 435**
- Флэш-АЦП, 467**
- Формирование спектра шума (в АЦП), 475**
- Фосфор, 27**
- Фотодиод, 23, 28**
- Фотосопротивление, 23, 244**
- Фотоэлемент, 23**
- Фурье-анализ, 213, 251**
- Характеристика стабилитрона, 218**
- Цветовая маркировка конденсаторов, 481**
- Цветовая маркировка резисторов, 479**
- Центральный процессор, 436**
- Цикл регенерации динамического ОЗУ, 439**
- Цинковая батарея, 203**
- Цифра переноса, 367**
- Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), 465**
- Цифровая звукозапись, 472**
- Цифровые логические схемы, 359**
- Цифровой сигнальный процессор, 463**
- Цифровой фильтр, 464**
- Цифровые часы, 391**
- Цоколевка операционного усилителя, 485**
- Цоколевка транзисторов, 383**
- Частота выборок, 470**
- Частота единичного усиления, 154**
- Частотная характеристика, 75**
- Частотные диапазоны, 152**
- Числа шестнадцатеричные, 394**
- Шестнадцатеричный индикатор, 420**
- Шина, 226**

Заявки на книги присылайте по адресу:
125319 Москва, а/я 594
Издательство «Техносфера»
e-mail: knigi@technosfera.ru
sales@technosfera.ru
факс: (495) 956 33 46

В заявке обязательно указывайте
свой почтовый адрес!

Подробная информация о книгах на сайте
<http://www.technosfera.ru>

М. Джонс
Электроника — практический курс

Компьютерная верстка — Н.А. Попова
Дизайн — И.А. Куколева
Дизайн книжных серий — С.Ю. Биричев
Корректор — О.Ч. Кохановская
Выпускающий редактор — О.Н. Кулешова
Ответственный за выпуск — О.А. Казанцева

Формат 70х100/16. Печать офсетная.
Гарнитура Ньютон
Печ.л. 32. Тираж 3000 экз. Зак. 3-663
Бумага офсет №1, плотность 65г/м².

Издательство «Техносфера»
Москва, Лубянский проезд, 27/1

Диaposитивы изготовлены ООО «Европолиграфик»
Отпечатано в типографии ОАО ПИК "Идел-Пресс"
420066 г. Казань, ул. Декабристов, 2.